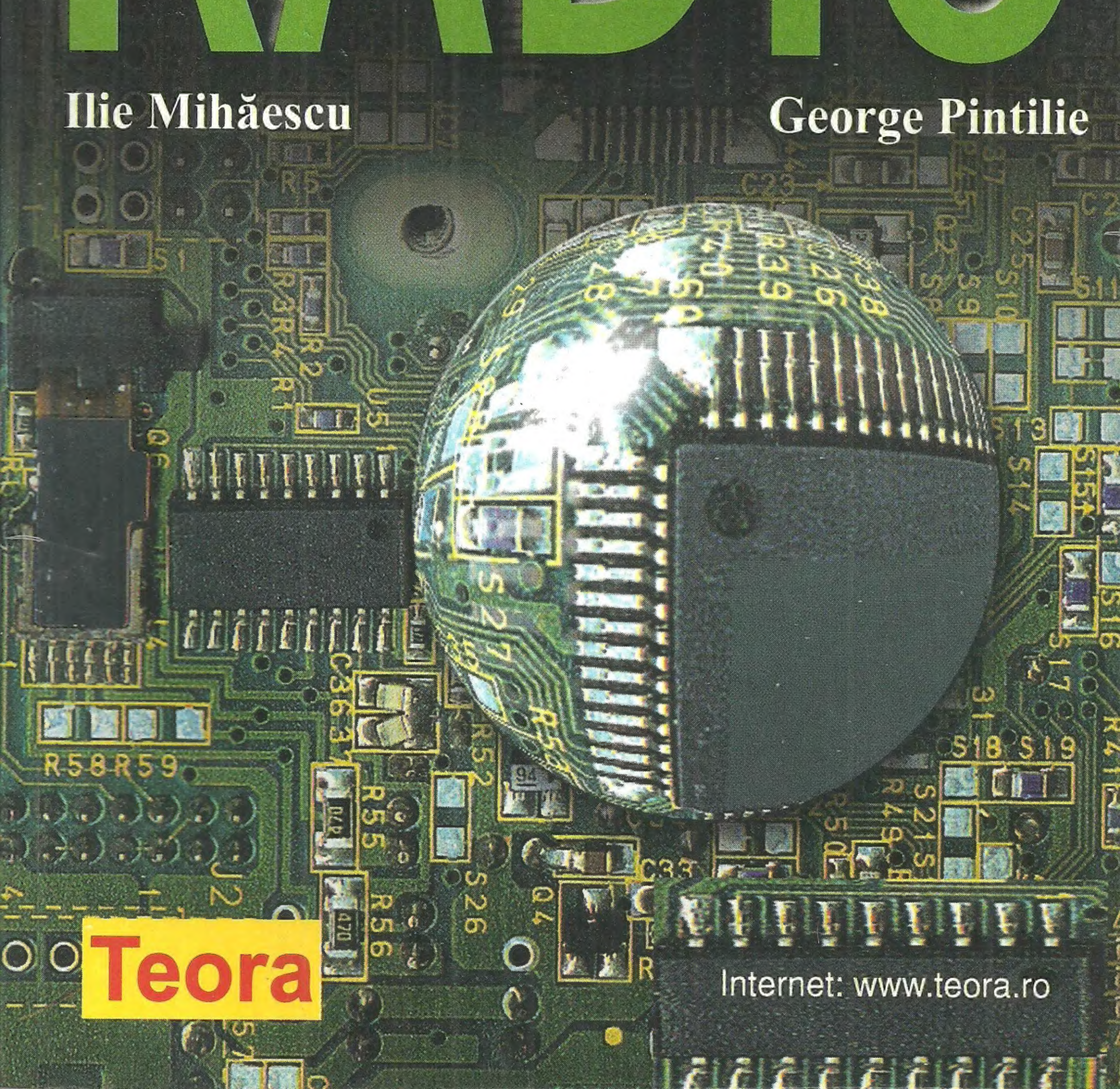
Montaje practice

RADIO

Ilie Mihăescu

George Pintilie



Teora

Internet: www.teora.ro

Montaje practice

RADIO

Montaje practice

RADIO

Ilie Mihăescu George Pintilie

Teora

Titlul: Montaje practice RADIO

Copyright © 2000 Teora
Toate drepturile asupra acestei cărți aparțin Editurii **Teora**.
Reproducerea integrală sau parțială a textului sau a ilustrațiilor din această carte este posibilă numai cu acordul prealabil scris al Editurii **Teora**.

Teora
Calea Moșilor, nr. 211, sector 2, București
Fax: 01/210.38.28
e-mail: teora@teora.kappa.ro

Teora – Cartea prin poștă
CP 79 – 30, cod 72450 București, România
Tel/Fax: 01/252.14. 31
e-mail: cpp@teora.kappa.ro

Copertă: Valentin Tănase
Tehnoredactare: Techno Media Prest
Director Editorial: Diana Rotaru

Președinte: Teodor Răducanu

NOT 2465 TEH MONTAJE PRACTICE RADIO
ISBN: 973-601-905-5

Printed in Romania

Stimate cititor,

Spiritul investigator, constructiv, creator și mereu novator este una din caracteristicile principale, definitorii ale unei anumite categorii de oameni, numiți radioamatori.

Pasiunea pentru comunicare, acest mod de existență în care infinitul este stăpânit și folosit în scopuri omenești, nobile, de apropiere între semenii noștri pe care îi numim prieteni a căpătat generic denumirea de radioamatorism.

Amatorul nu trebuie confundat cu diletantul, cu nepriceputul – amatorul este cel care iubește, iar noi, radioamatorii, iubim radioul, tehnica ce asigură un pronunțat schimb de informații, pentru care avem însă nevoie de unelte.

Lucrarea de față urmărește să pună la dispoziția prietenilor noștri aceste unelte izvorâte din munca de studiu și experimentare de zeci de ani pe care autorii au desfășurat-o în acest domeniu.

În plus, au fost selectate unele lucrări dintr-un vast material bibliografic sau dintre cele ale unor radioamatori autohtoni.

Ideea de a strânge într-o lucrare toate acestea a venit din conținutul multor QSO-uri între radioamatori YO, constructori prin excelență.

Lor le adresăm această carte.

Mulțumim tuturor prietenilor radioamatori care au contribuit cu păreri și observații utile privind volumul și conținutul lucrării.

Un cuvânt de mulțumire îi adresăm lui YO3GDS – Constantin Mihalache pentru suportul moral și material oferit pe parcursul realizării manuscrisului.

YO3CO și YO3AVE

Bibliografie

1. *Dicționar tehnic de radio și televiziune*, Ed. Științifică și Enciclopedică, 1975
2. Mihăescu Ilie – ș. a., *Practica electronistului amator*, Ed. Albatros, 1984
3. Mihăescu Ilie – ș. a., *Montaje electronice de vacanță*, Ed. Albatros, 1988
4. Mihăescu Ilie, *Radioamatorism în unde ultrascurte*, Ed. Scrisul Românesc, 1983
5. Mihăescu Ilie – ș. a., *Radiorecepția de la A la Z*, Ed. Albatros, 1987
6. Iosif Ion Mihai, *Vademecum pentru radioamatori*, Ed. Sport-Turism, 1988
7. Mihăescu Ilie – ș. a., *121 Scheme de Radioreceptoare*, Ed. Teora, 1996
8. Mihăescu Ilie ș.a., *371 montaje electronice*, Ed. Teora, 1997
9. Colecția revistei Tehnium și Tehnium Internațional
10. Colecțiile revistelor:
    Elektor (Germania)
    Radio Rivista (Italia)
    Radiotechnika (Ungaria)
    Funk Amateur (Germania)
    Amatérské Radio (Cehia)
    Radio (Federația Rusă)
    QST (SUA)
    CQ-DL (Germania)
    Catalog Motorola – vol. II, 1995
    Catalog IPRS – 1990

Capitolul I CIRCUITE DE INTRARE RF

Amplificator de antenă VHF

Construit pentru optimizarea recepției, amplificatorul prezentat în fig. 1.1 are un câștig în tensiune de aproximativ 20 dB.

Are la intrare două circuite acordate, cuplate între ele cu un condensator de 1,5 pF, care formează, practic, un filtru de bandă.

Cele două circuite se află în compartimente diferite, cuplajul făcându-se printr-o trecere din sticlă (condensatorul de 1,5 pF). Sarcina tranzistorului este un șoc de radiofrecvență.

Se caută ca acest amplificator să aibă un curent de colector important spre a diminua intermodulația. La exemplarul pentru experimente, cu tensiunea de alimentare de 13,5 V, curentul prin tranzistor depășea 70 mA.

În locul tranzistorului BFR96S a fost utilizat și BFR90, cu rezultate bune.

La intrare, semnalul de la antenă se aplică printr-un condensator ceramic de 25 pF pe spira 2 a bobinei L_1.

Bobinele L_1 și L_2 au câte 6 spire din CuEm ϕ 0,8 mm cu diametrul de 6 mm, pasul de 1 mm, condensatoarele de acord fiind trimere de 3-12 pF.

Cuplajul între L_2 și baza tranzistorului se face de la spira 4 cu un condensator de 4,7 pF.

Polarizarea tranzistorului este asigurată de $R_1 = 8{,}2\ k\Omega$, $R_2 = 4{,}7\ k\Omega$ și $R_3 = 10\ \Omega$. Șocul din colector are 12 spire din CuEm ϕ 0,4 mm, bobinate cu un diametru de ϕ 4 mm.

Alimentarea generală și a rezistorului R_1 se face prin condensatoare de trecere de 1 nF.

Protecția la semnale puternice este asigurată prin montarea a două diode 1N4148 la intrarea în amplificator.

Prin reglarea pe vobuloscop s-a fixat o bandă de trecere situată între 142-148 MHz.

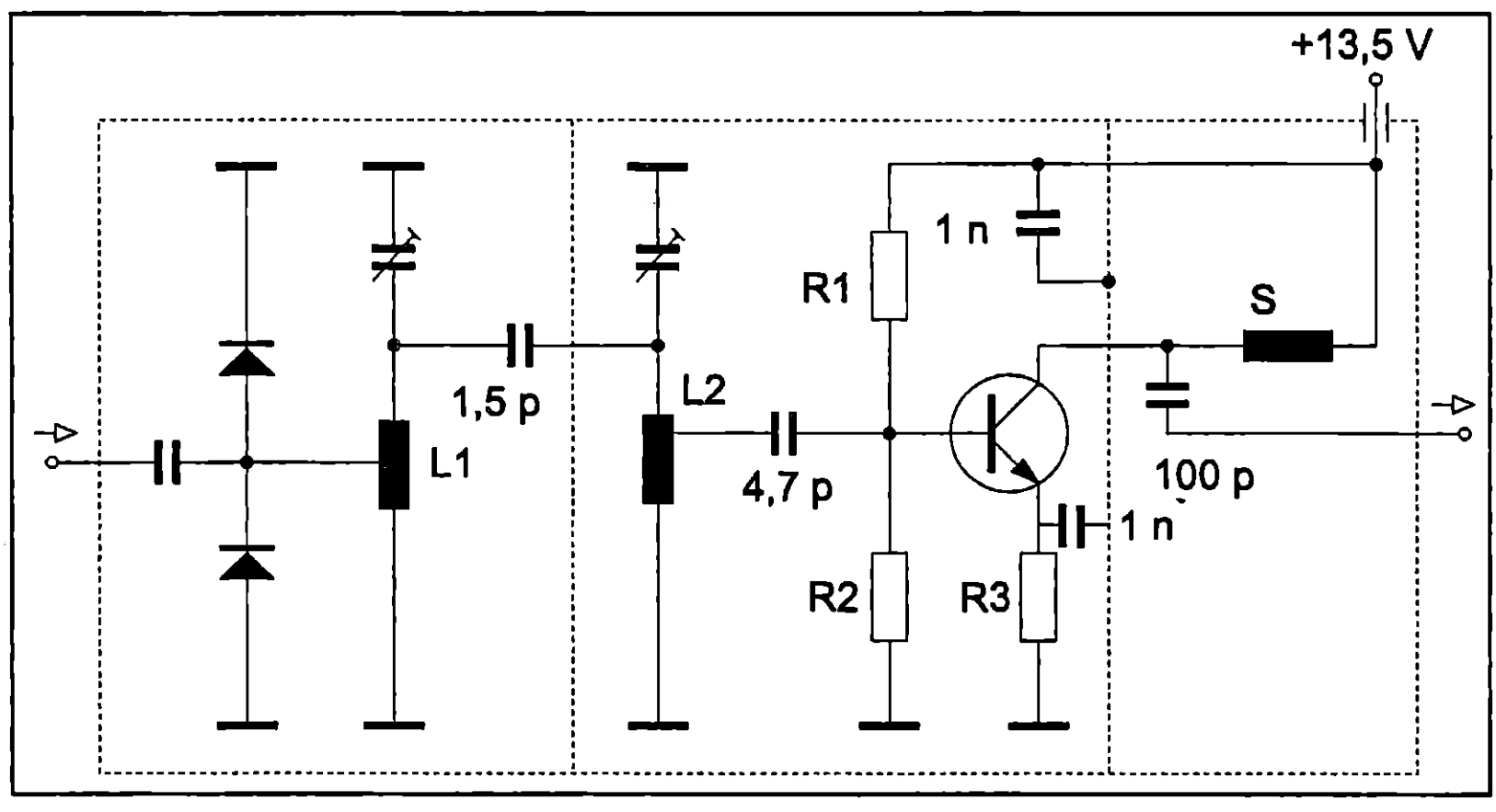


Fig. 1.1

Amplificator de antenă US

În gama undelor scurte se poate folosi un amplificator de bandă largă. Amplificatorul a cărui schemă se prezintă în fig. 1.2 este eficient între 1 MHz și 30 MHz, unde asigură o amplificare medie de 15 dB. Cablajul recomandat este dat în fig. 1.3.

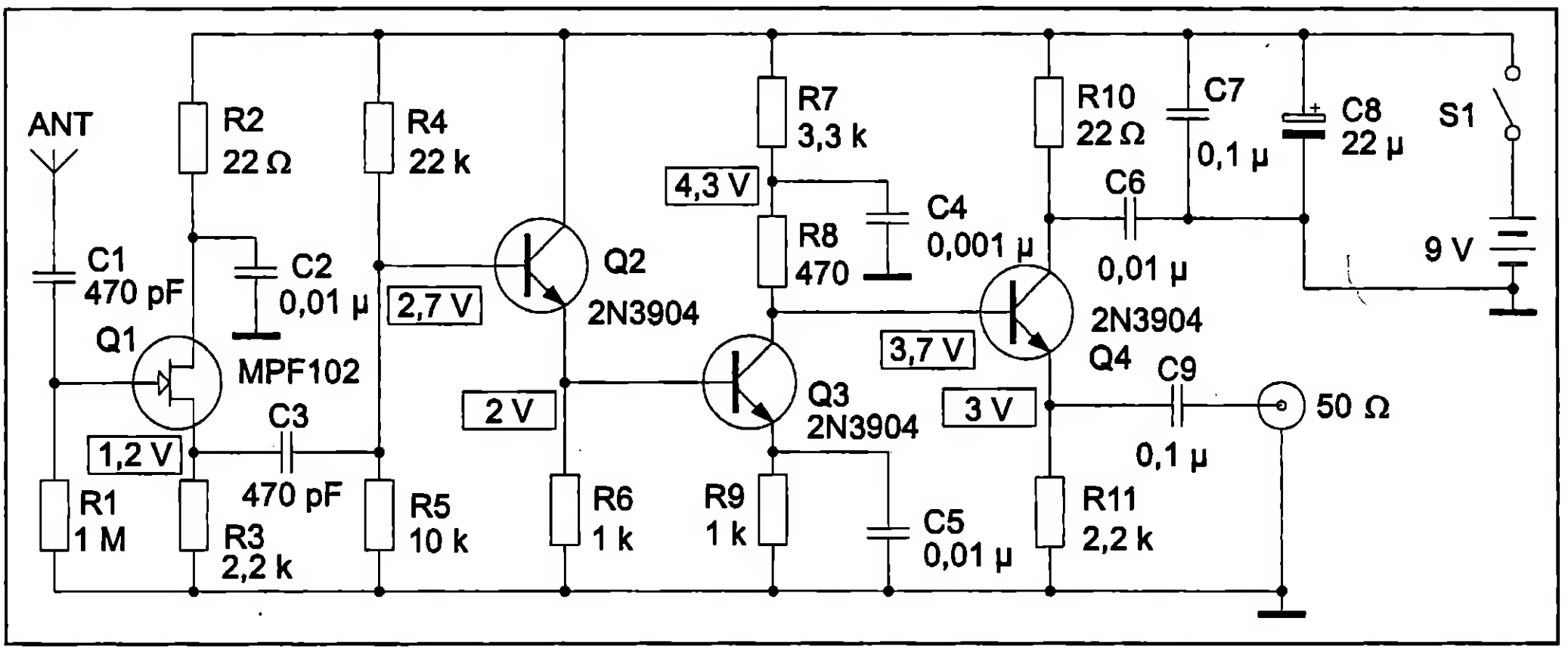


Fig. 1.2

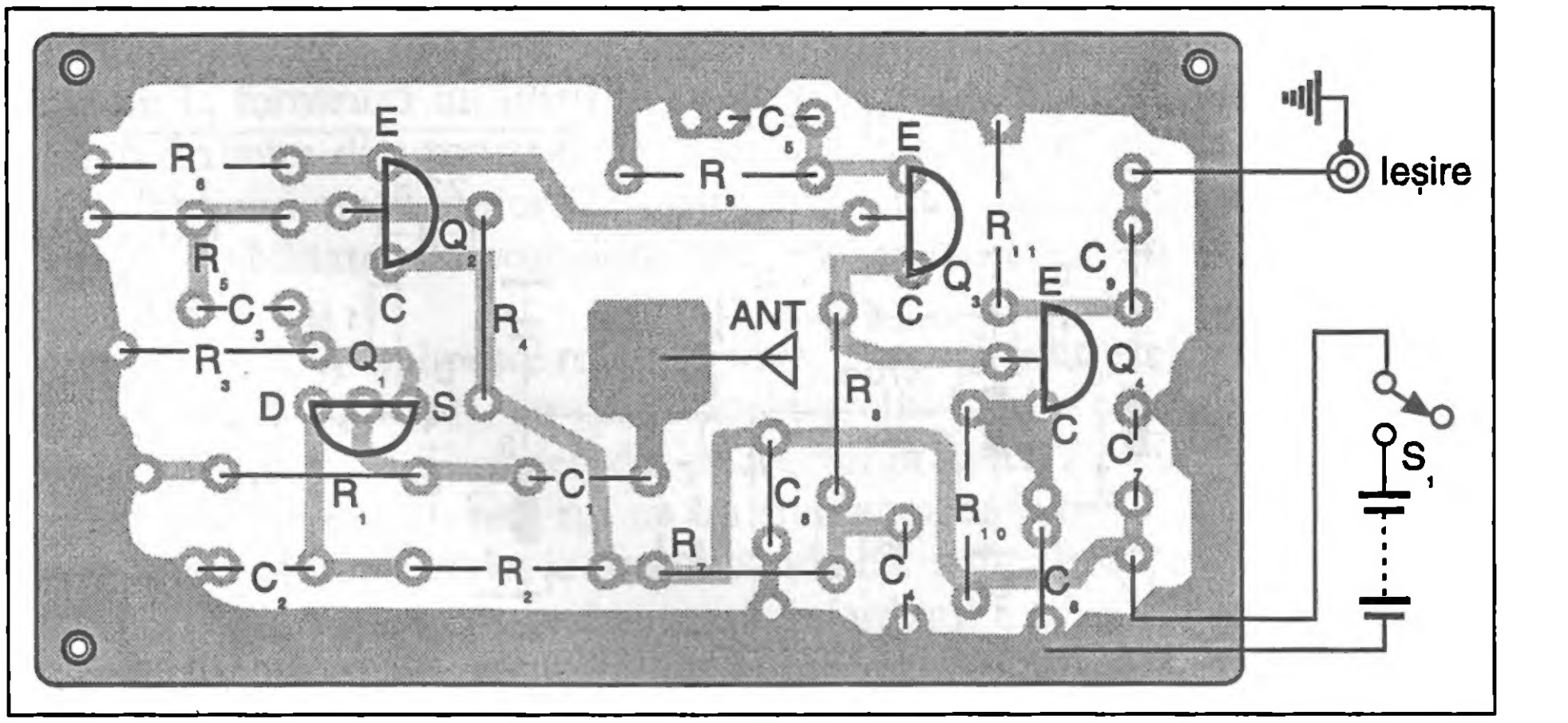


Fig. 1.3

Preselector-amplificator VHF

În scopul facilitării legăturilor de performanță în banda de unde ultrascurte de 144-146 MHz, acest preselector-amplificator (fig. 1.4) este de un real folos datorită parametrilor săi:

- amplificare: 20-26 dB (în funcție de tranzistoarele folosite);
- bandă de trecere: 500 kHz (la 6 dB), 2 MHz (la 20 dB).

Zgomotul amplificatorului este dictat de performanțele primului tranzistor al amplificatorului (T_1).

Datorită selectivității ridicate a preselectorului, se reduce substanțial intermodulația dintre semnalul util și semnalele din afara benzii de radioamatori.

O asemenea selectivitate s-a putut obține ca urmare a acordului simultan în bandă a trei circuite. Acordul se realizează cu diode varicap (notate în schemă cu D) de tipul BB139, conectate câte două în serie. La intrarea aparatului există un filtru în π format din C_1 L_1 C_2 L_2, destinat adaptării corecte a antenei cu amplificatorul, care apoi este urmat de un filtru trece-bandă compus din L_2 C_3 L_3.

Amplificatorul este realizat cu două tranzistoare cu efect de câmp de tipul BF245. Se pot folosi și tranzistoare de tipul BFW10 (11, 12).

Acordul în bandă se realizează cu ajutorul celor șase diode varicap și al potențiometrului de acord de 100 kΩ. Reglarea se face astfel: se trece cursorul potențiometrului de acord de 100 kΩ spre capătul unde se aplică –12 V (poziția semireglabilului de 1 MΩ este indiferentă). Se aplică la intrarea amplificatorului un semnal cu frecvența de 146 MHz și se acordează toate circuitele pe semnal de ieșire maxim. După aceea se trece cursorul potențiometrului de acord de 100 kΩ la limita cealaltă. Se aplică la intrare un semnal cu frecvența de 144 MHz. Se reglează potențiometrul semireglabil de 1 M astfel încât să rezulte un semnal maxim la ieșire.

Se reglează din nou (pentru această poziție a celor două potențiometre) miezul de ferită al bobinei L_1.

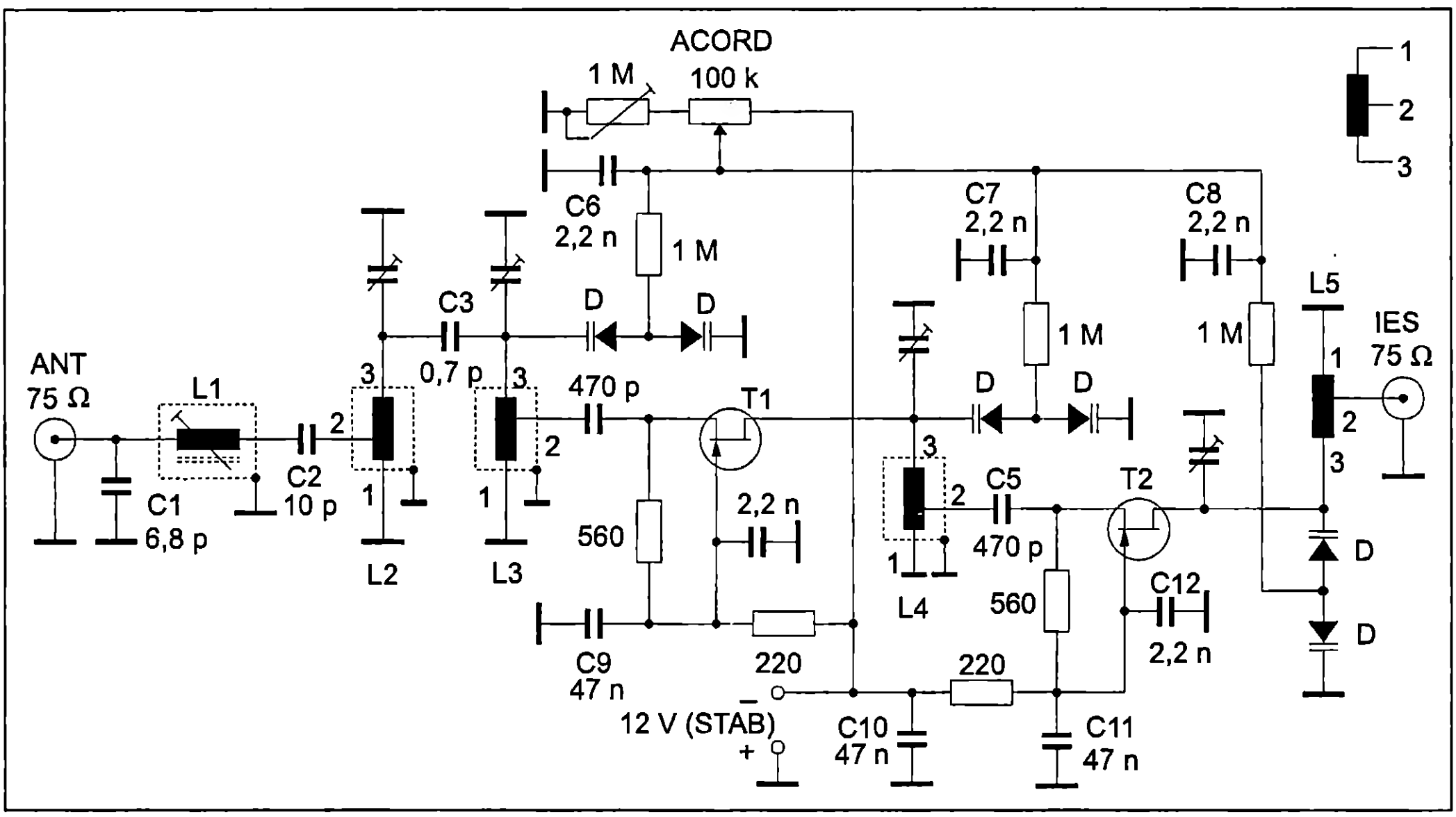


Fig. 1.4

Realizare practică

Bobinele L_1...L_4 sunt identice; se bobinează pe carcase de tipul celor folosite în blocul de UUS din receptorul „Mamaia" și conțin 4,5 spire din sârmă de cupru argintat, cu diametrul de 0,8-1 mm. Pasul între spire este de 1 mm. Aceste bobine se ecranează cu o carcasă din aluminiu cu dimensiunile de 14 x 14 x 20 mm. Prizele pe L_2, L_3 și L_4 se scot de la trei sferturi de spiră (începând dinspre capătul „rece" al înfășurărilor). Bobina

L_5 se realizează fără carcasă și are 4 spire din același conductor ca și celelalte bobine. Diametrul interior este de 8 mm, iar distanța dintre spire – de 3 mm.

Tensiunea de 12 V aplicată amplificatorului trebuie să fie foarte bine stabilizată și filtrată. Întreg amplificatorul trebuie ecranat într-o cutie metalică sau din sticlotextolit dublu placat. Pe cutie se aplică două mufe coaxiale (intrare și ieșire) și potențiometrul de acord, la care se adaptează o scală gradată în MHz. Conexiunile condensatoarelor de decuplare trebuie să fie cât mai scurte posibil.

Convertor VHF/US

În cazul în care suntem în posesia unui receptor de unde scurte, pentru a putea recepționa banda de unde ultrascurte repartizată radioamatorilor, de 144-146 MHz, este nevoie de un convertor de frecvență. Acesta se poate realiza în două variante: cu frecvența oscilatorului local din convertor fixă, de regulă stabilizată cu cristal, acordul în bandă realizându-se la intrarea receptorului de unde scurte folosit într-un domeniu de frecvență de 2 MHz, sau, în altă variantă, cu frecvența oscilatorului local din convertor variabilă și cu frecvența receptorului fixă.

Convertorul prezentat folosește cea de-a doua variantă.

Montajul este realizat pe o placă de cablaj imprimat cu dimensiunile 100 x 75 mm. Desenul cablajului imprimat și modul de amplasare a pieselor sunt prezentate în fig. 1.6.

Convertorul se alimentează de la o sursă de curent continuu, stabilizată, de 9 V. Borna plus este conectată la masă. Consumul total este de maximum 5 mA. Semnalul captat de antenă (fig. 1.5) este aplicat pe o priză intermediară a bobinei L_1, care împreună cu L_2 formează un filtru trece-bandă cu o lărgime de ordinul a 2,5 MHz, atunci când distanța dintre marginile extreme ale acestora este de 1 mm. Semnalul este aplicat etajului amplificator (T_1), care este realizat în montaj neutrodinat. Acest fapt înlătură posibilitatea autooscilării, totodată obținându-se un factor de amplificare mare.

Tranzistorul T_2 îndeplinește rolul de mixer. Semnalul din eter este aplicat pe bază, de pe o priză a înfășurării L_3, iar cel al oscilatorului local – pe emitor. În circuitul de colector este conectat un filtru acordat pe frecvența de 10,7 MHz.

Acordul în bandă este realizat cu un condensator variabil dublu, de tipul celor folosite în receptoarele radio care conțin banda de unde ultrascurte.

Pentru a asigura un ecart de frecvență de ordinul a 2,5 MHz se folosesc condensatoare serie și paralel: C_{14}, respectiv C_{15} la oscilatorul local și C_5, respectiv C_6 la amplificator.

Bobina oscilatorului local, L_4, se realizează pe o carcasă de tipul celor utilizate în blocul UUS de la receptorul „Mamaia", folosind miezul respectiv din ferită; construcția bobinei se face conform desenului din fig. 1.7.

În montaj sunt folosite rezistențe de 0,5 W sau 0,25 W; toate condensatoarele sunt de tip ceramic. Se pot folosi și alte condensatoare, care să corespundă ca valoare și gabarit.

Tranzistoarele T_1 și T_2 sunt de tip BF181 (182, 183, 200), iar T_3 – de tipul BF214 sau BF215.

În cazul în care receptorul de unde scurte pe care îl posedăm nu poate recepționa frecvența de 10,7 MHz, filtrul L_5-L_6 se poate acorda pe o altă frecvență, în domeniul 4-9 MHz, în felul următor: L_5 și L_6 se vor realiza pe o carcasă de la transformatoarele de

frecvență intermediară folosite în receptoarele românești „Delta", „Albatros" și „Cora". Se bobinează întâi L_5, care are 20 de spire din conductor CuEm ϕ 0,1 mm, și apoi L_6, care are două spire din aceeași sârmă.

Capacitatea C_{17} va avea următoarele valori pentru diferite frecvențe: 180 pF – 4 MHz; 120 pF – 5 MHz; 75 pF – 6 MHz; 56 pF – 7 MHz; 36 pF – 8 MHz și 27 pF – 9 MHz. Bineînțeles, în acest caz va trebui să acționăm asupra miezului din ferită al lui L_4 pentru a face corecția de rigoare a frecvenței oscilatorului local.

Acordul filtrului de intrare se face în mijlocul benzii de 2 m, pe frecvența de 145 MHz, acționând condensatoarele trimer C_1 și C_3. Acordarea circuitului de la ieșirea amplificatorului se face cu ajutorul lui C_7.

Blocul convertor se prinde în trei puncte, cu trei șuruburi M3, folosind distanțiere cu lungime de cel puțin 10 mm.

Legătura între borna coaxială de antenă și convertor, precum și între ieșirea convertorului și intrarea receptorului de unde scurte folosit se face cu tronsoane de cablu coaxial cu impedanța de 75 Ω.

Desenul cablajului imprimat este prezentat în figura 1.6 la scara 1:1. Pentru a realiza cablajul imprimat se copiază desenul acestuia și se aplică pe partea acoperită cu cupru a plăcii. Cu un obiect ascuțit (dorn, ac mare) se marchează prin înțepare locurile unde vom practica găurile. Pentru condensatoare, rezistențe și bobine vom executa găuri cu un burghiu cu diametrul de 1-1,2 mm. Pentru punctele de prindere a condensatorului variabil și pentru cele trei găuri de prindere a plăcii se folosește un burghiu cu diametrul de 3,3 mm. Pentru prinderea condensatoarelor trimer și a carcasei bobinei L_5 vom folosi un burghiu ϕ 1,8 mm.

După ce au fost practicate toate orificiile, se lustruiește cu un șmirghel foarte fin (de preferință, unul uzat) partea cu cupru. Apoi se desenează cablajul conform fig. 1.6, folosind o pensulă foarte fină (nr. 1 sau nr. 2). Desenul se execută cu un tuș obținut din smoală dizolvată în tiner sau toluen. Corodarea se face în soluție de clorură ferică. După corodare și spălarea cu apă (jet) se îndepărtează tușul, cu tiner sau toluen. Placa astfel curățată se acoperă cu o soluție de colofoniu dizolvat în spirt alb concentrat. Acest strat protejează placa împotriva oxidării și joacă rolul de decapant la lipirea ulterioară cu cositor.

În cazul în care avem posibilitatea, putem arginta plăcuța ținând-o 10-30 de minute într-o soluție uzată de fixativ fotografic. În prealabil placa va fi degresată prin spălare cu apă și săpun și clătire sub jet de apă. În cazul argintării nu mai este nevoie de acoperirea părții metalizate cu soluție de colofoniu.

Datele bobinelor

Bobină	Nr. spire	Conductor	Priză la	Carcasă	Observații
L_1	6	ϕ 1 Cu-Ag	1,25 sp.	ϕ 6 mm – aer	pas 1 mm
L_2	6	ϕ 1 Cu-Ag	–	ϕ 6 mm – aer	la un 1 mm de L_1
L_3	4	ϕ 1 Cu-Ag	1 sp	ϕ 6 mm – aer	pas 1,5 mm
L_4	3,25	ϕ 1 Cu-Ag	0,5 sp.	conform fig. 1.7	
L_5-L_6	Trafo FI 10,7 MHz – cod 22227				

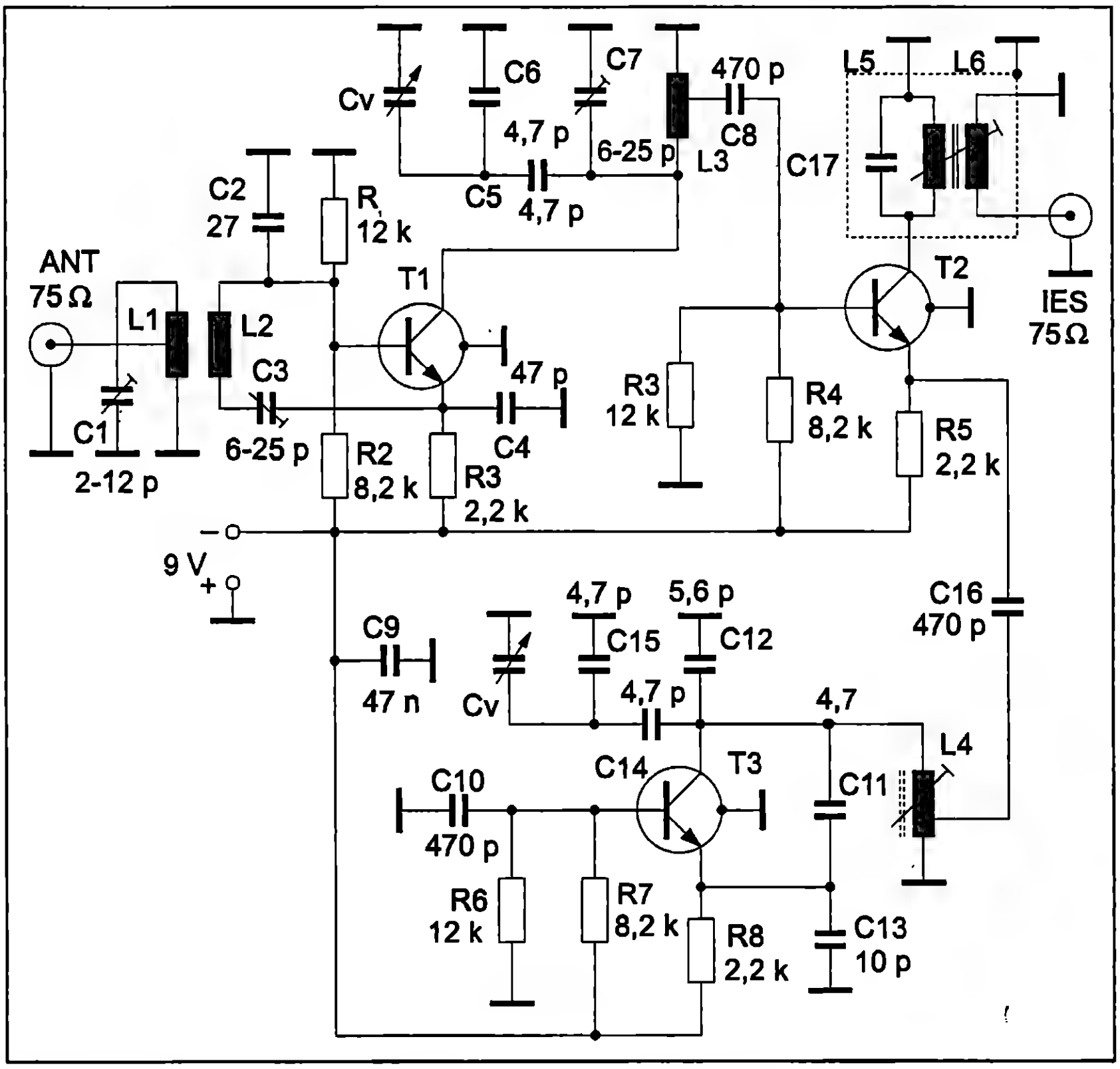


Fig. 1.5

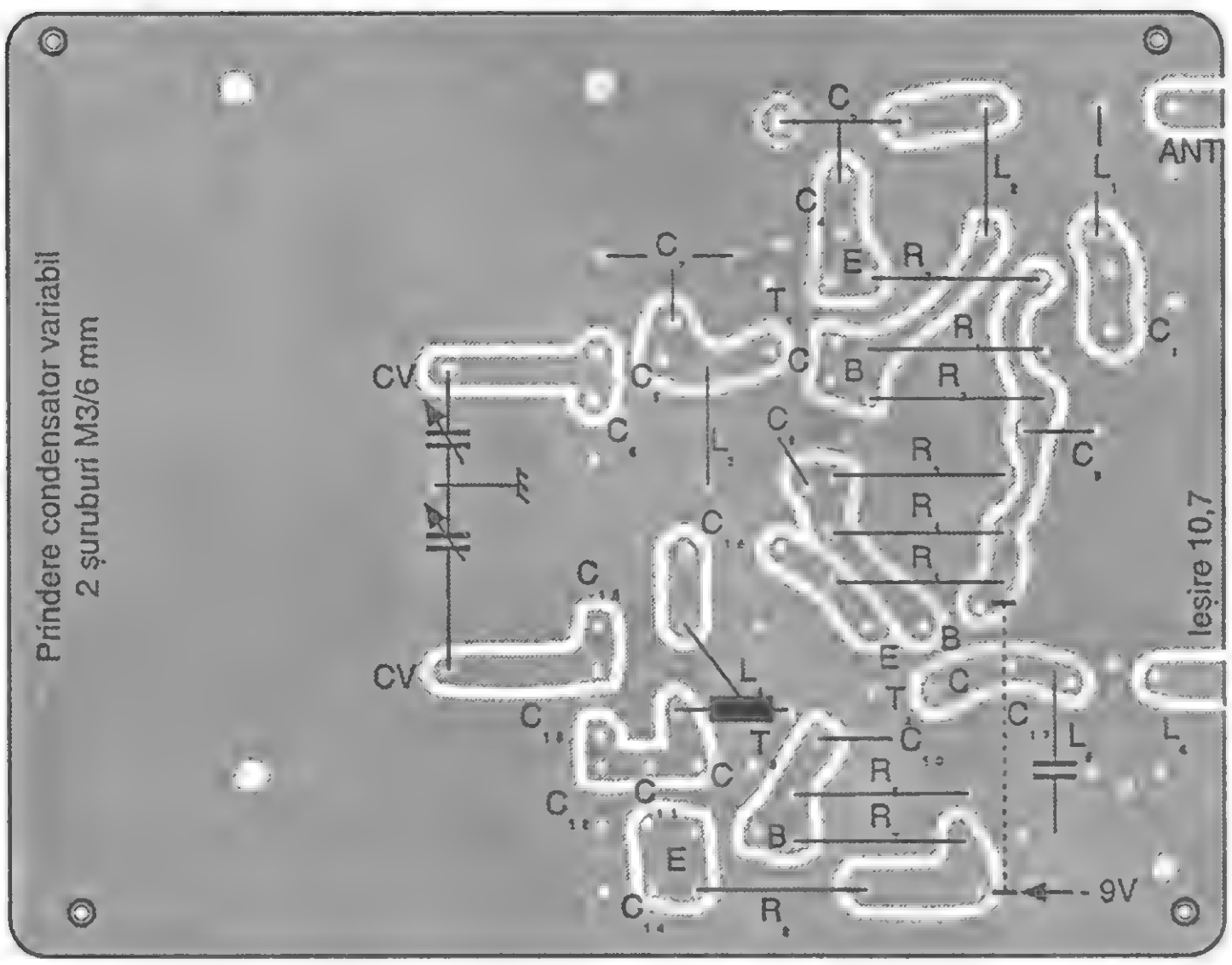


Fig. 1.6

Fig. 1.7

Convertor VHF / 10,7 MHz

Foarte mulți pasionați ai undelor ultrascurte folosesc în receptoare, la blocurile de intrare, convertoare luate de la aparatul de radio cu bandă de UUS și modificate pentru a funcționa în banda de 144-146 MHz. Asemenea blocuri, „trase" în banda de 2 m, dau rezultate mulțumitoare, dar ele nu mai satisfac pretențiile unui radioamator de performanță. Pentru a realiza legături la distanță cu stații portabile de mică putere, este necesar un receptor cu zgomot de fond propriu redus. Zgomotul unui receptor este dictat în cea mai mare măsură de blocurile de la intrare, în special de primul mixer. De aceea, unui bun receptor i se cere mai întâi ca primul mixer să aibă zgomot redus, iar semnalul sosit de la el să fie mult superior zgomotului propriu caracteristic unui mixer.

Convertorul prezentat în fig. 1.8 satisface în mare măsură cele spuse mai înainte. Amplificatorul de radiofrecvență este în cascadă, obținându-se astfel o amplificare mare fără a fi nevoie de neutrodinare. Curentul de colector este de ordinul a 0,9-1 mA, pentru a se obține un raport semnal/zgomot cât mai bun. Pentru tranzistoarele folosite (BF180-183), amplificarea maximă se obține la un curent de colector de ordinul a 2 mA. Folosind un curent de colector de numai 1 mA, amplificarea a scăzut cu mai puțin de 2 dB (20%), în schimb, raportul semnal/zgomot s-a îmbunătățit cu aproape 6 dB (de două ori).

Mixerul este realizat folosind un tranzistor identic cu cele de la intrare. Semnalul recepționat este aplicat pe bază, iar cel al oscilatorului local – pe emitor. În acest fel, reglarea (acordarea) circuitelor de la intrare nu afectează frecvența oscilatorului local.

În scopul obținerii unui raport semnal/zgomot și mai bun, curentul de colector al mixerului este de numai 0,5-0,6 mA.

Pentru oscilatorul local a fost folosită o schemă clasică. Inelul de ferită „îmbrăcat" pe terminalul bazei lui T_4 are rolul îmbunătățirii formei de undă a oscilatorului local. Acest inel are lungimea de 4 mm, diametrul exterior de 3 mm și cel interior de 1 mm. Frecvența oscilatorului local este mai mare decât cea a modulatorului. Pentru obținerea unei bune funcționări a oscilatorului local, tensiunea de alimentare este stabilizată cu o diodă Zener având tensiunea de stabilizare de 6-7 V.

Componentele folosite

Toate rezistențele din montaj sunt de 0,5 W (se pot folosi și rezistențe mai mici ca volum și putere disipată).

Toate condensatoarele utilizate sunt ceramice, de tip plachetă.

Pentru acordul în bandă a fost folosit un condensator variabil triplu, cu capacitatea de 2-12 pF. În cazul în care nu avem la dispoziție un asemenea condensator variabil cu trei secțiuni, se poate folosi unul cu două secțiuni, circuitul de intrare (L_1) rămânând a fi acordat în mijlocul benzii de 2 m, pe frecvența de 145 MHz. În acest caz este necesar să îndepărtăm cele trei condensatoare de 4,7 pF, iar în paralel pe L_1 să conectăm un singur condensator ceramic de 8-10 pF. Acordul în mijlocul benzii se face acționând asupra miezului din ferită.

Bobinele L_2 și L_4 se procură din comerț și sunt de tipul celor folosite la receptorul „Mamaia" (conțin 3,25 spire).

Înfășurarea L_1 se bobinează pe o carcasă precum cea a lui L_2 sau L_4 și conține 4,25 spire din sârmă de cupru argintată, cu prize la spirele 0,5 și 1,25.

L_3 și L_5 se bobinează peste L_2 și, respectiv, L_4 și conțin, fiecare, câte 1,25 spire din sârmă din cupru emailată cu diametrul de 0,2-0,25 mm.

Rezultate bune se obțin folosind tranzistoare de tipul BF180-183. Cu rezultate destul de bune se pot folosi și tranzistoare BF173 și BF167 sau alte tranzistoare cu frecvența de lucru de cel puțin 400 MHz.

Montajul a fost realizat pe o plăcuță de circuit imprimat, din sticlotextolit. Ieșirea convertorului este pe 10,7 MHz, iar pentru L_6 și L_7 a fost folosit un transformator de frecvență intermediară FM.

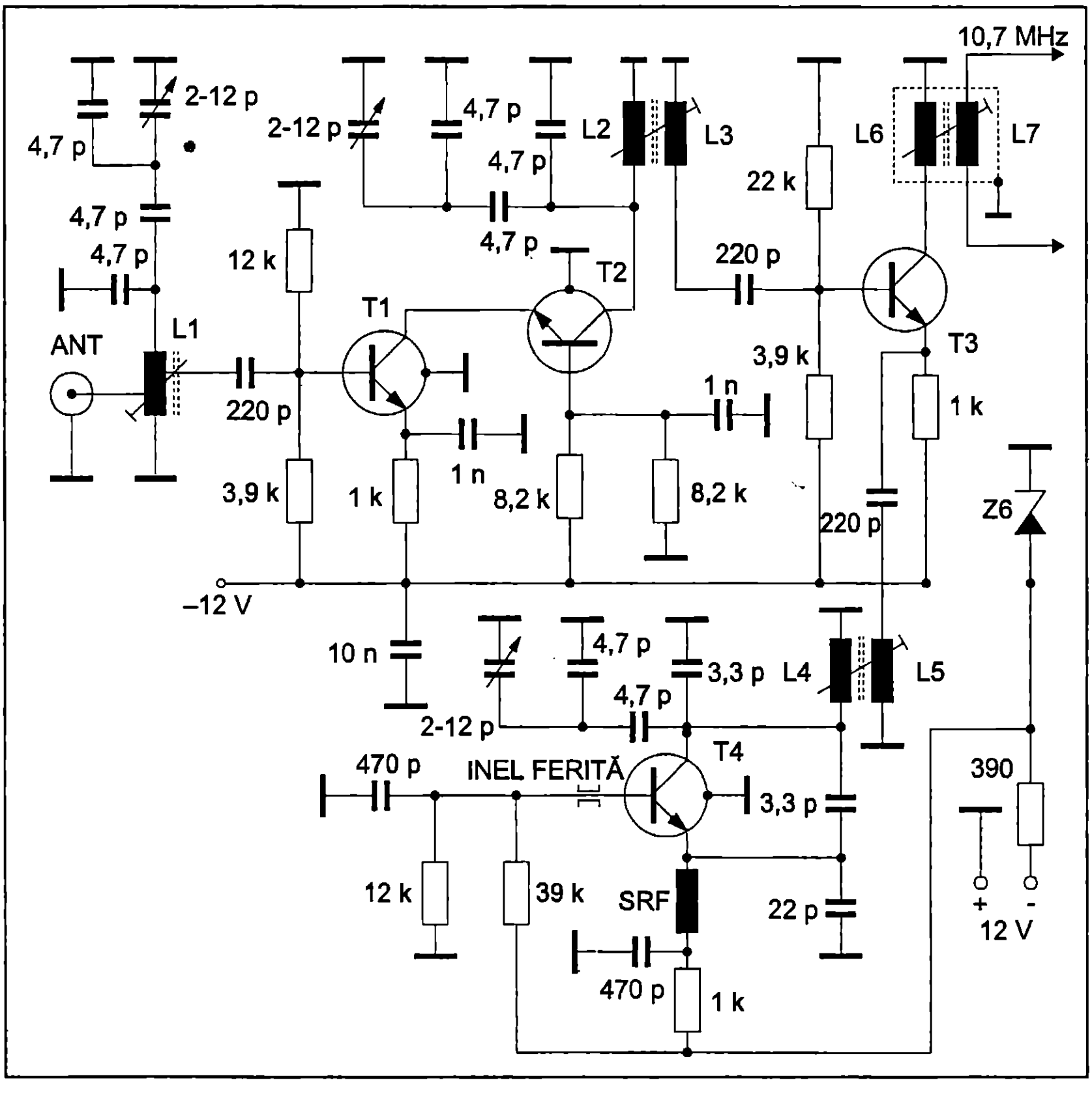


Fig. 1.8

Convertor 18/28 MHz

Banda destul de interesantă de 18 MHz poate fi ascultată cu un receptor dotat cu banda de 28 MHz, utilizând convertorul propus în fig. 1.9. Ca element de conversie se utilizează un circuit integrat TAA661.

După cum se observă, oscilatorul local are frecvența de 10 MHz, care, însumată cu semnalul de 18 MHz, dă exact 28 MHz.

Reamintim că banda de 18 MHz, sau 17 m, este limitată între 18,068 MHz și 18,168 MHz.

Bobinele de la intrare, L_1 și L_2, se execută pe carcase cu diametrul de 6 mm, neecranate, prevăzute cu miez, și au câte 4 spire din CuEm ϕ 0,2 mm. Axele acestor

bobine vor fi cât mai apropiate, ca să apară un bun cuplaj între ele. Bobina L_4 este identică cu L_1, dar se va amplasa cât mai departe de L_1 și L_2.

Circuitul L_4C este acordat pe 28 MHz. Bobina L_3 se realizează pe o carcasă din modulul de sunet de la televizoare, este ecranată și are 10 spire din CuEm ϕ 0,1 mm.

Acest convertor a fost experimentat de YO3EM, rezultatele fiind foarte bune.

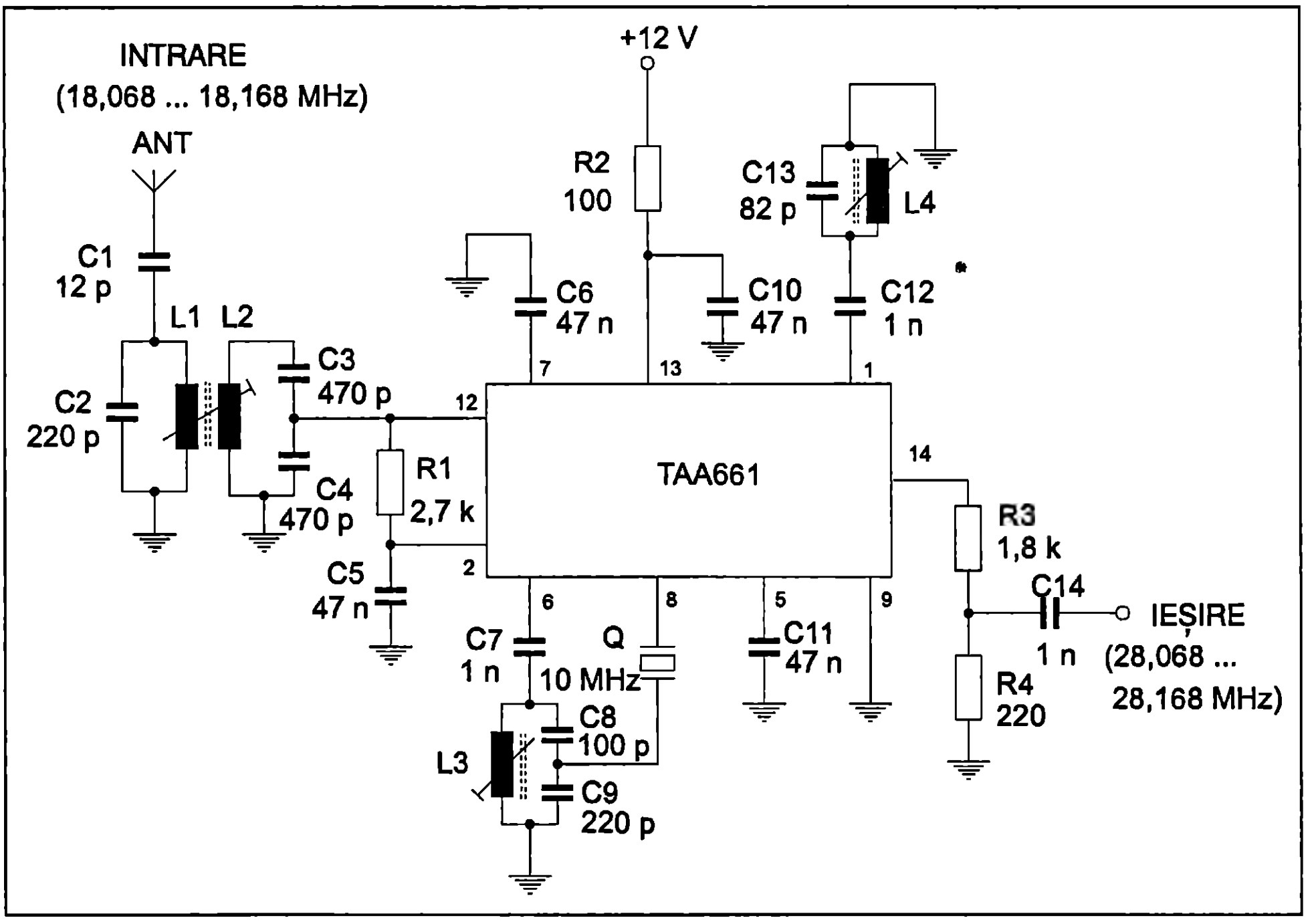


Fig. 1.9

Convertor VHF/UHF

O construcție aparte de convertor, care face trecerea de la 144 MHz la 432 MHz și invers fără comutări sau alte manevre, este prezentată în continuare (fig. 1.10).

Acest convertor este destinat pentru transmisii în telegrafie și modulație de frecvență.

La emisie se aplică la intrare un semnal de 144 MHz cu putere maximă de 1 W. Randamentul diodei tripolare, care este un varicap de tip BA149, este cuprins între 0,3 și 0,4, astfel că, la ieșire, în 432 MHz vom obține aproximativ 300 mW.

Circuitul de intrare are bobina L_1 formată dintr-o spiră cu diametrul de 8 mm, executată din sârmă de CuEm ϕ 0,8 mm.

Circuitul L_2C_3 se acordează pe armonica a doua a frecvenței semnalului de la intrare, deci pe aproximativ 290 MHz.

La recepție se folosește un oscilator local care furnizează pe L_3C_4 un semnal de aproximativ 290 MHz, care, prin diferența cu 432 MHz, oferă chiar frecvența de 144 MHz.

Oscilatorul local conține un cristal de cuarț și trebuie să furnizeze pe L_6C_9 o frecvență care, multiplicată apoi cu 3 sau 5, să ofere un semnal 289 MHz. Sunt posibile, așadar, frecvențele: 289 : 3 = 96,3 MHz sau 289 : 5 = 57,8 MHz.

La rândul lor, acestea sunt multipli de 5 sau de 3 ai frecvenței cuarțului. Sunt necesare deci cuarțuri cu frecvența de 11,56 MHz; 19,26 MHz și 32,11 MHz.

Ca diodă multiplicatoare de frecvență poate fi folosită și joncțiunea colector-bază a unui tranzistor BFW16, 2N3866 etc.

Bobina L_1 are 6 spire cu diametrul de 6 mm, cu sârmă CuEm ϕ 0,6 mm. Bobinele L_2-L_3 au câte 4 spire, iar L_6 are 12 spire, funcție de cristal. Liniile L_4-L_5 se construiesc din CuAg 1,2 mm și au lungimea de 35 mm, distanța dintre ele fiind de 12 mm.

Întreg convertorul se montează într-o cutie metalică, închisă cu capace.

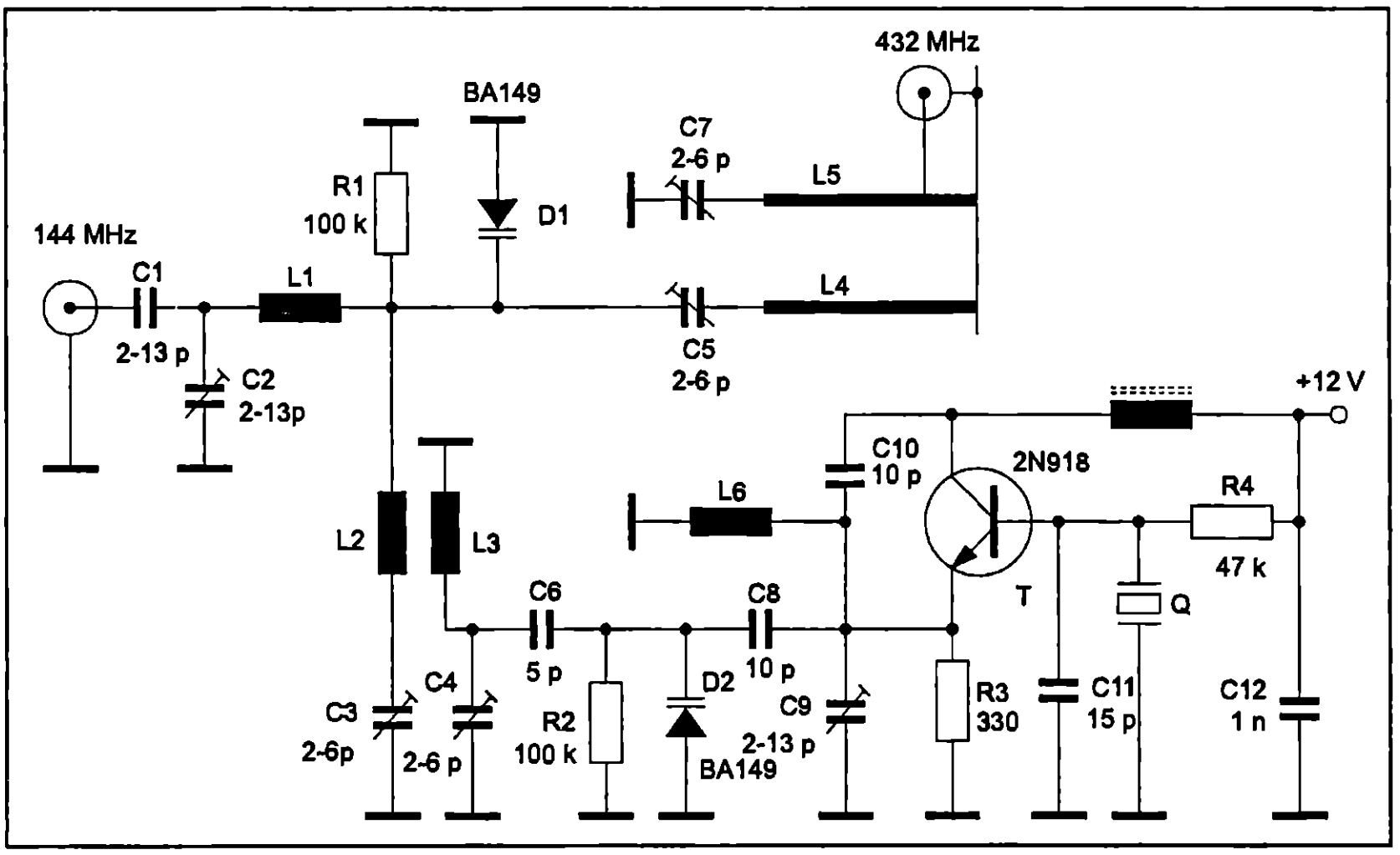


Fig. 1.10

Capitolul II GENERATOARE DE SEMNAL

VFO

Deoarece mulți radioamatori sunt deja în posesia unor emițătoare pentru banda de 144 MHz, prezentăm un oscilator cu frecvență variabilă (VFO) ce poate fi adaptat la toate emițătoarele și care, la unul din etajele intermediare, folosește frecvența de 36 MHz.

VFO prezintă la ieșire un semnal cu frecvența cuprinsă între 36 MHz și 36,5 MHz, având o putere de ordinul a 100 mW.

Intrarea în regim de funcționare stabilă a oscilatorului se face în circa un minut, ceea ce constituie un mare avantaj pentru radioamatori. Se recomandă totuși ca, în timpul traficului, oscilatorul să rămână constant alimentat cu energie electrică.

Ieșirea se face pe cablu coaxial cu impedanță de 75 Ω; tensiunea la ieșire este de ordinul a 4 V, suficientă pentru a se aplica în baza unui tranzistor în serie cu o capacitate de ordinul a 10-20 pF.

Schema electrică este prezentată în fig. 2.1.

Tranzistorul T_1 funcționează ca oscilator pe frecvența de 18 MHz și este conectat în montaj cu colectorul la masă, cu reacție capacitivă între bază și emitor. Acordul în limitele necesare, de 18-18,250 MHz, se face cu ajutorul unei secțiuni a condensatorului variabil. Acesta este de tipul celor folosite în receptoarele indigene care au și bandă de unde ultrascurte. Se folosește o singură secțiune de UUS. S-a recurs la un asemenea condensator deoarece prezintă stabilitate mecanică și electrică (având carcasa turnată din aliaj de aluminiu) și se poate procura de la magazinele de specialitate. Acoperirea benzii de frecvențe în limitele necesare se face prin alegerea unei valori convenabile a condensatorului (de 15 pF, marcat cu asterisc pe schemă), conectat în serie cu condensatorul variabil. Semnalul cu frecvența de 18 MHz se aplică în baza lui T_2 (etaj separator cu sarcină rezistivă), după care se transferă galvanic în baza lui T_3, care funcționează ca repetor pe emitor. Valoarea tensiunii semnalului de radiofrecvență din emitorul lui T_3 trebuie să fie de ordinul a 1 V. În continuare, semnalul se aplică în baza lui T_4, care funcționează în regim de dublare de frecvență. Semnalul cu frecvența de 36 MHz, care se obține din circuitul de colector al tranzistorului T_4, se aplică în baza tranzistorului final T_5. La ieșire, semnalul cu frecvența de 36 MHz se culege de pe o priză intermediară a înfășurării L_3, din circuitul de colector al tranzistorului final T_5.

Bobina L_1 se execută pe o carcasă cu miez din ferită (reglabil), din cele folosite în receptoarele tranzistorizate românești, în circuitul de intrare al benzii de unde scurte. Înfășurarea conține 12,5 spire bobinate cu sârmă CuEm cu diametrul de 0,15 mm, cu pas între spire de circa 1 mm. Va trebui să se asigure o rigiditate corespunzătoare spirelor acestei bobine. Întreaga bobină se introduce într-o carcasă din aluminiu cu laturile de 15 x 15 mm și cu înălțimea de 25 mm.

Înfășurările L_2 și L_3 sunt identice și conțin câte 15 spire din sârmă CuEm ϕ 0,8 mm, cu diametrul interior al bobinei de 6 mm. Aceste două bobine se montează direct pe cablajul imprimat, fără carcasă. Bobina L_3 are priză la spira a patra.

Primele trei etaje ale aparatului (T_1, T_2 și T_3) se alimentează cu tensiune stabilizată de 12 V. Stabilizarea se face cu ajutorul tranzistorului T_6 și al diodei Zener de 12 V (DZ12).

Tranzistoarele T_4 și T_5 se alimentează direct de la tensiunea de 18 V.

Rezistența de 56 kΩ (reprezentată punctat pe schemă) din baza tranzistorului T_5 se conectează numai în cazul în care nu se obține un semnal de cel puțin 3 V la ieșirea aparatului, mai exact la capătul unui cablu coaxial lung de circa 1 m. Acest fapt arată că tranzistorul T_5 prezintă parametri nesatisfăcători.

Reglarea aparatului constă în acordarea bobinei L_1 pe frecvența de 18 MHz. Acest lucru cere un grad înalt de precizie, deoarece de el va depinde etalonarea (în frecvență) a VFO. Acționând condensatorul variabil de la un capăt la celălalt, frecvența oscilatorului (T_1) trebuie să varieze în limitele 18,000-18,250 MHz. Acest lucru se realizează acționând asupra valorii condensatorului de 15 pF, marcat cu steluță pe schemă.

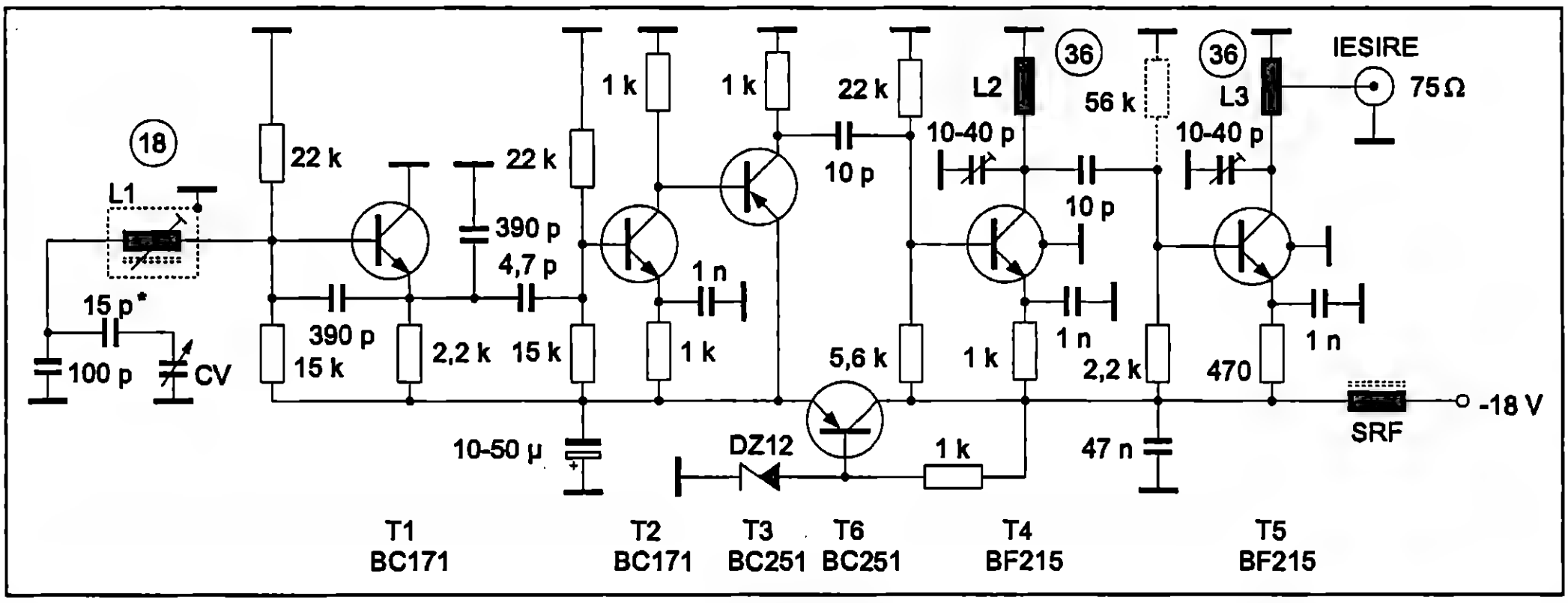


Fig. 2.1

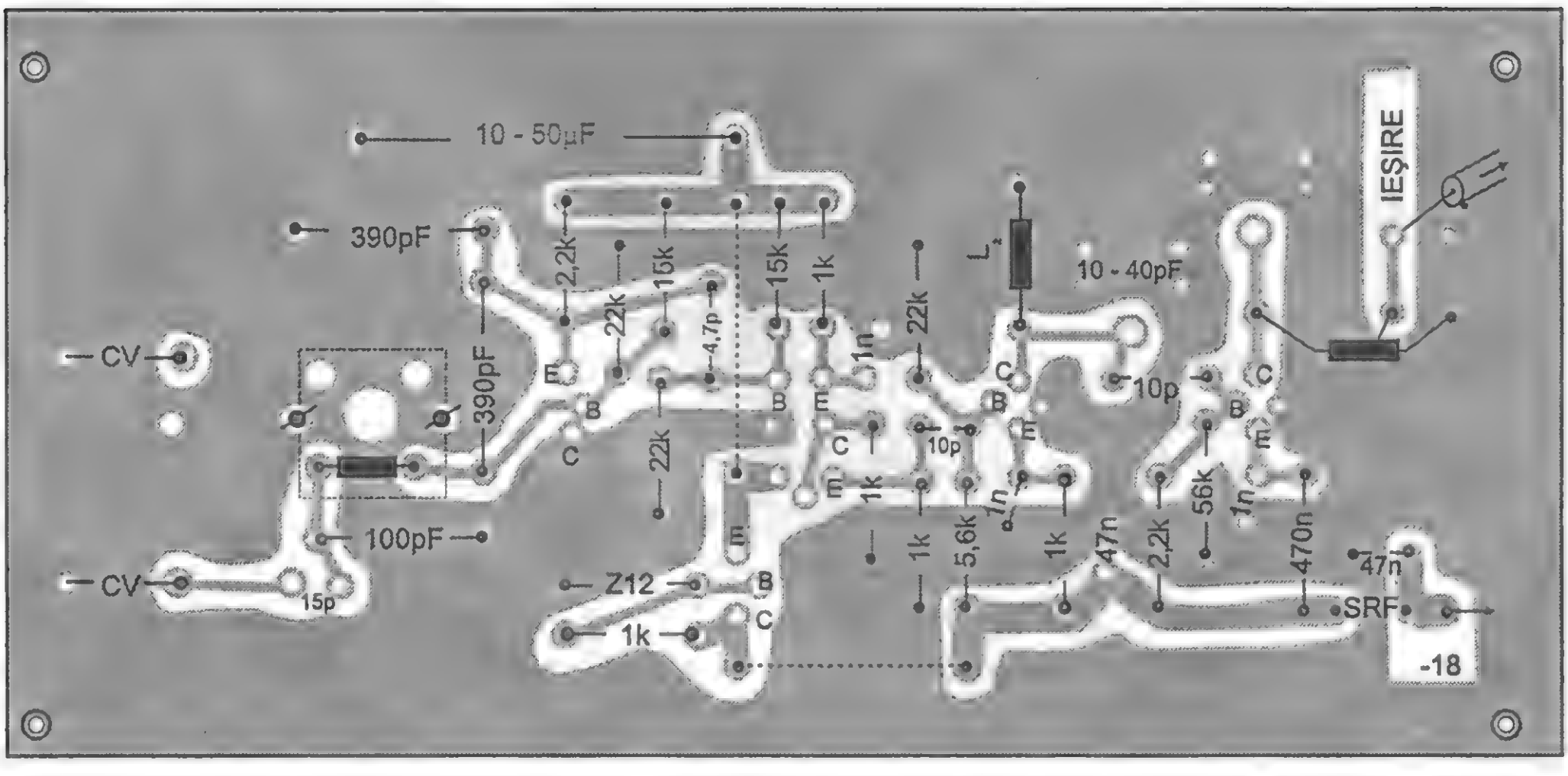


Fig. 2.1a

VCO în buclă PLL

În ultimul timp, mulți constructori amatori au realizat transceivere pentru banda de 144 MHz și chiar pentru unele benzi de unde scurte destinate radioamatorilor, folosind filtre cu cristale pe frecvența de 10,7 MHz. În cazul utilizării acestor filtre pentru banda de 2 m, este nevoie de un oscilator cu frecvența variabilă cuprinsă în limitele 133,3-135,3 MHz.

Atunci când se folosesc montaje VFX pentru obținerea unui asemenea semnal, deci atunci când se mixează semnalul de la un oscilator pilotat cu cristal cu altul de la un oscilator LC, este foarte greu să se evite obținerea unor semnale nedorite de mixare, datorate combinației a diferite armonice ale frecvențelor semnalelor supuse amestecului, și care se manifestă sub forma unor apariții jenante în banda de lucru (utilă). Aceste semnale nedorite pot cauza neplăceri nu numai la recepție, ci chiar și la emisie, prin radiația în eter a unor semnale în afara benzii de lucru, care pot deranja alte servicii.

Realizarea unui oscilator direct pe frecvențele de 133,3-135,3 MHz înlătură neajunsul de mai sus. Dar un oscilator cu frecvența atât de ridicată nu oferă o stabilitate suficientă a frecvenței pentru lucrul în regimul cu bandă laterală unică (BLU).

Pentru asigurarea stabilității necesare a frecvenței s-a realizat un reglaj automat al acesteia în modul următor: tranzistoarele T_1 și T_2 (fig. 2.2) formează un oscilator în regim overtone pilotat cu cristal, obținându-se în final armonica a zecea (5 x 2) a frecvenței cristalului, care este de 12,63 MHz. Frecvența de 126,3 MHz, obținută, se aplică pe emitorul mixerului (T_3). Pe baza mixerului (BF200) se aplică semnalul de la oscilatorul principal (T_4), care are frecvența cuprinsă între limitele 133,3-135,3 MHz. În colectorul mixerului se selectează semnalul cu frecvența egală cu diferența dintre frecvențele semnalelor aplicate mixerului, adică frecvența cuprinsă între 7 și 9 MHz.

Circuitul format din inductanțele L_3-L_6 împreună cu capacitățile aferente reprezintă un filtru trece-bandă cu lărgimea de bandă de 7-9 MHz. Semnalul de la ieșirea filtrului este aplicat unui detector de raport format din diodele D_1 și D_2 (diode detectoare cu germaniu EFD108). Tot acestui detector i se aplică și semnalul de la un oscilator cu frecvența variabilă (fig. 2.3), cuprinsă între limitele de 7 și 9 MHz, și având o amplitudine de 0,7-0,8 V_{ef}.

Detectorul de raport compară frecvențele semnalelor aplicate (cel obținut la ieșirea mixerului și cel de la VFO exterior) și furnizează la ieșire un semnal proporțional cu diferența frecvențelor acestor semnale. Deoarece acest semnal (de curent continuu) are o valoare foarte redusă, de ordinul câtorva zeci de milivolți, a fost necesară amplificarea lui cu ajutorul unui amplificator operațional de tip βA741. Semnalul amplificat în curent continuu de la ieșirea integratului 741 (pinul 10), după ce traversează un filtru trece-jos de tip RC, este aplicat diodei varicap BB139, care comandă frecvența de lucru a auto-oscilatorului cu frecvența de 133,3-135,3 MHz. În acest mod se obține ca stabilitatea oscilatorului amintit să fie menținută între limitele stabilității oscilatorului cu frecvență mică (7-9 MHz). Cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 10 kΩ se reglează regimul corect de lucru al amplificatorului operațional 741. Cu ajutorul condensatorului trimer de 3-12 pF se reglează frecvența de lucru a oscilatorului, care trebuie să fie cât mai apropiată de 134,3 MHz (mijlocul benzii de lucru), atunci când scurtcircuităm bobina L_4, deci atunci când nu se realizează controlul automat de frecvență – CAF.

Tranzistorul T_5 este un repetor pe emitor care are rol de separator între ieșire și oscilatorul de bază.

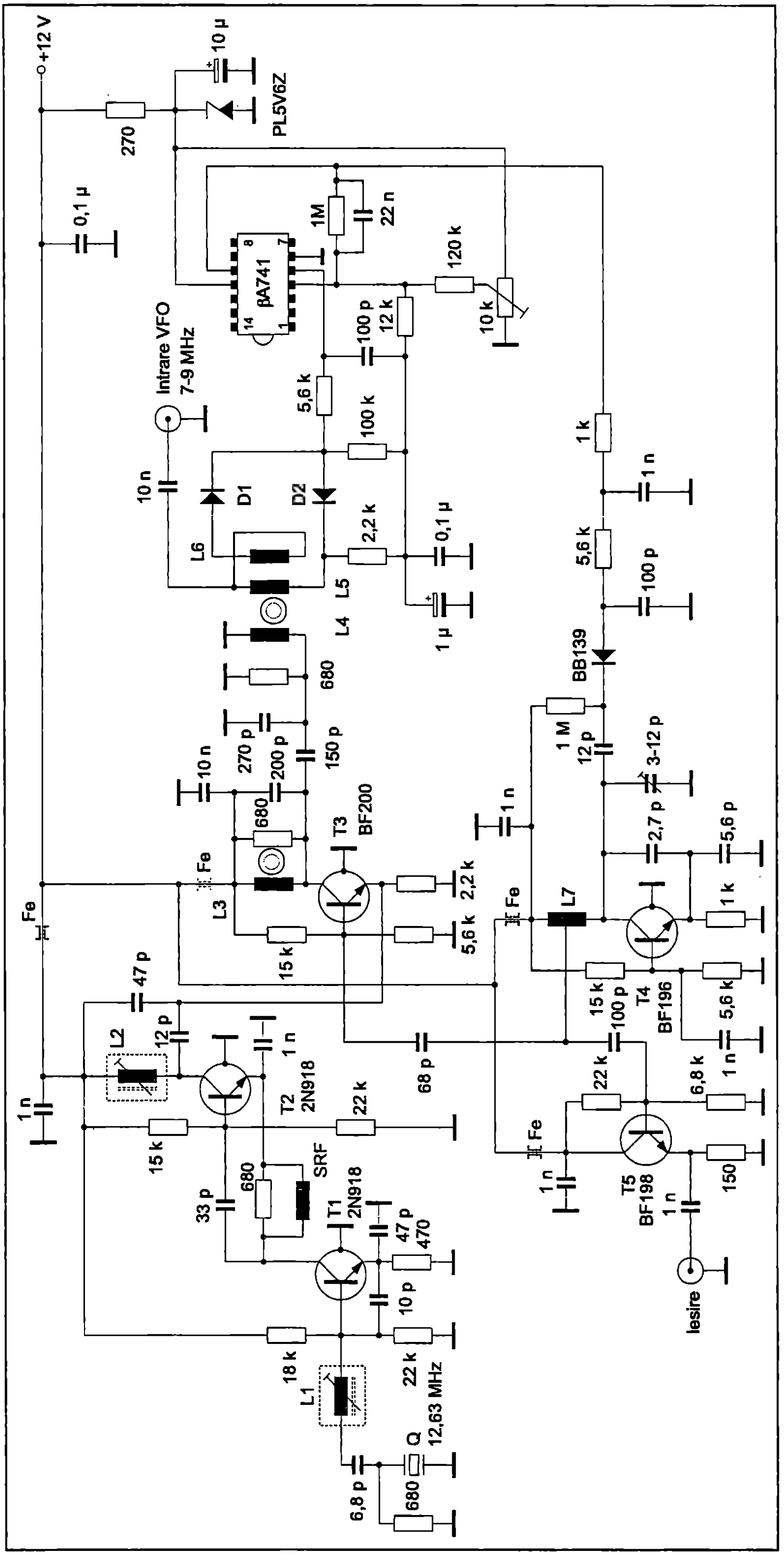

+12 V
10 µ
PL5V6Z
270
0,1 µ
1M
22 n
120 k
βA741
14
8
7
1
10 k
100 p
12 k
Intrare VFO
7-9 MHz
5,6 k
100 k
1 k
1 n
10 n
D1
D2
2,2 k
0,1 µ
L6
L5
L4
1 µ
5,6 k
100 p
BB139
680
270 p
200 p
150 p
1 M
12 p
3-12 p
10 n
680
T3
BF200
2,7 p
5,6 p
1 n
Fe
L3
2,2 k
5,6 k
15 k
L7
1 k
47 p
L2
12 p
1 n
T2
2N918
68 p
15 k
100 p
T4
BF196
5,6 k
22 k
6,8 k
1 n
22 k
680
SRF
T1
2N918
33 p
47 p
470
10 p
150
T5
BF198
1 n
18 k
22 k
L1
12,63 MHz
Q
6,8 p
680
Iesire

Fig. 2.2

Deoarece la ieșire semnalul este cules de pe o priză a bobinei L_7, acest semnal nu va mai fi rezultatul mixării altor două semnale, deci va fi „curat“ și nu va mai prezenta inconvenientele unui montaj VFX.

Practic, tot montajul trebuie să fie bine ecranat, iar intrarea de la VFO (7-9 MHz) și ieșirea să fie realizate prin mufe coaxiale.

Pentru înlăturarea cuplajelor parazite prin circuitul de alimentare au fost folosite „perle“ din ferită în circuitele de alimentare a colectoarelor, ca filtre.

Montajul VFO de 7-9 MHz se realizează separat; el trebuie să fie, de asemenea, bine ecranat. Semnalul se aplică prin cablu coaxial de 75 Ω.

Datele bobinelor

Bobină	Nr. spire	Conductor	Observații
L_1	10	CuEm ϕ 0,2 mm	Bloc UUS
L_2	3,5	CuEm ϕ 0,4 mm	Bloc UUS
L_3	10	CuEm ϕ 0,3 mm	Tor ferită ϕi = 6; ϕe = 9; l = 2,5; μ = 50
L_4	10	CuEm ϕ 0,3 mm	Tor ferită ϕi = 6; ϕe = 9; l = 2,5; μ = 50
L_5	10	CuEm ϕ 0,3 mm	Se bobinează cu fir dublu, în partea opusă lui L_4, pe același tor
L_6	10	CuEm ϕ 0,3 mm	
L_7	4	CuAg ϕ 1 mm	Pas 1,5 mm, ϕi= 6, priza la spira 0,5
SRF	6	CuEm ϕ 0,3 mm	Peste rezistor de 680 Ω / 0,5 W

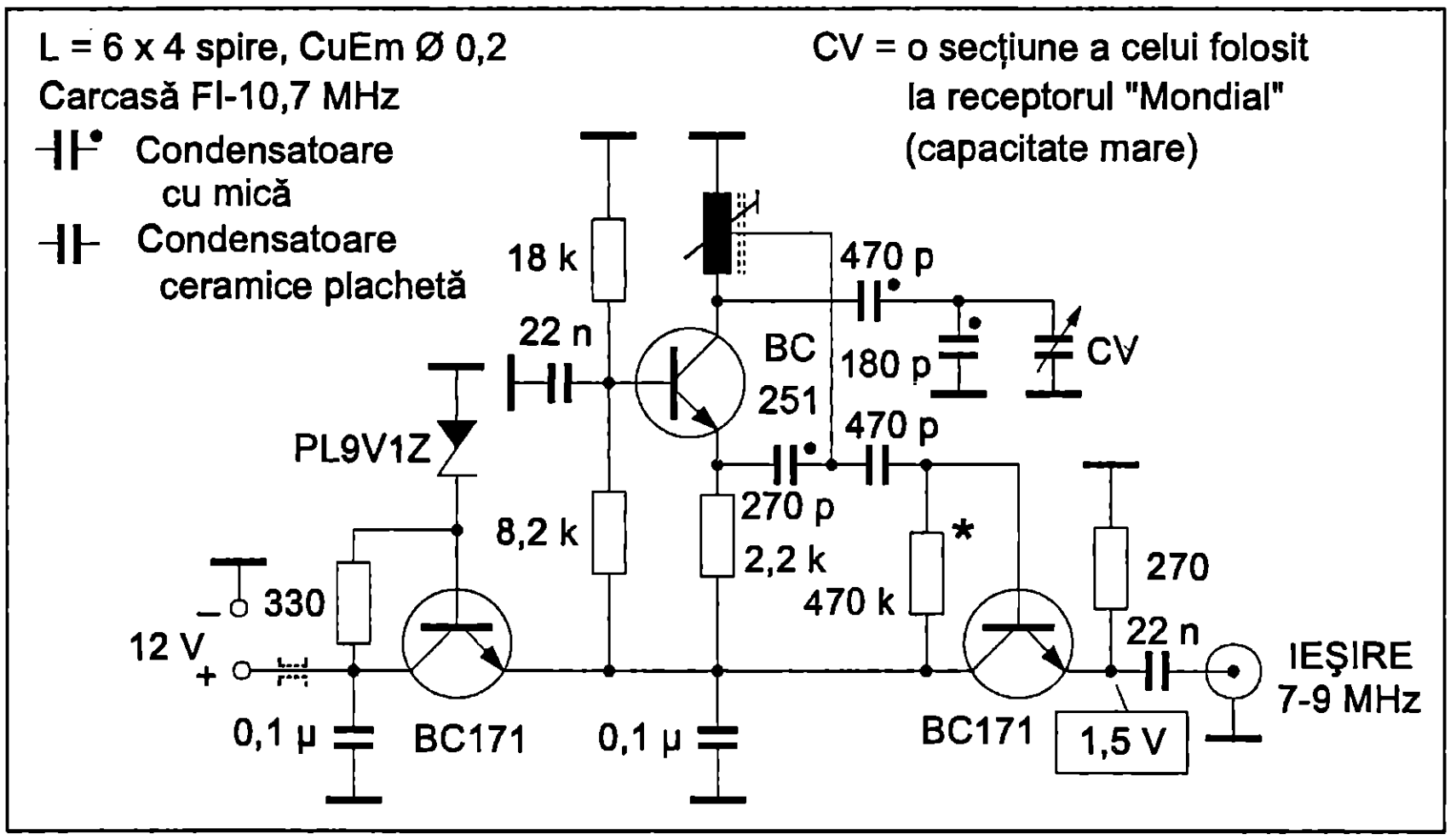


Fig. 2.3

VFO

Cu o pronunțată stabilitate a frecvenței, montajul poate genera un semnal cuprins între 5 și 5,5 MHz (fig. 2.4).

Bobina se construiește pe un miez FI de 10,7 MHz, la care se menține același număr de spire, cu priză la 1/3 din spire.

Potențiometrul R_9 se reglează astfel încât forma de undă de la ieșire să fie perfect sinusoidală.

Modul de amplasare a pieselor rezultă din fig. 2.5. Desenul cablajului imprimat văzut de la partea placată (lipituri) este dat tot în fig. 2.5.

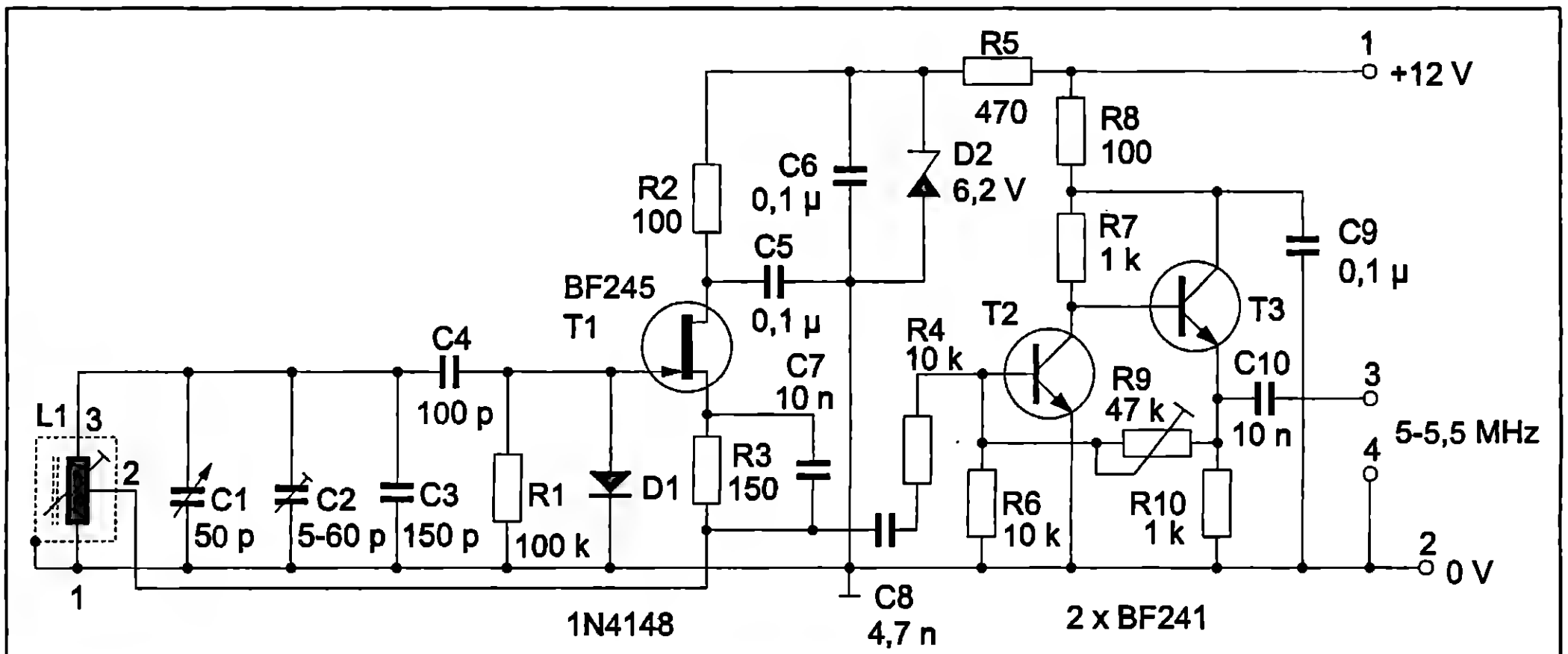


Fig. 2.4

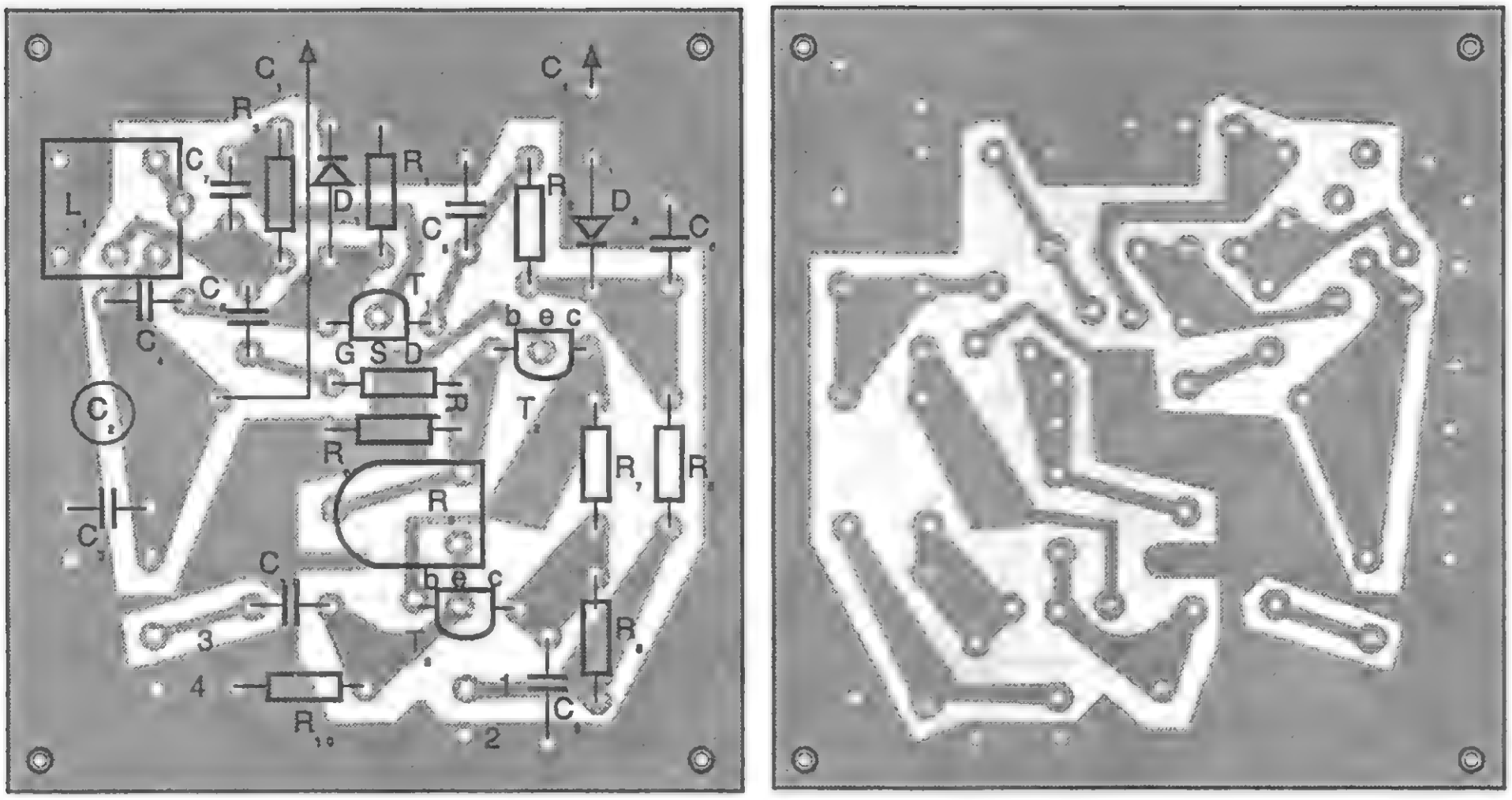


Fig. 2.5

VFX

Schema acestui VFX funcționează astfel: tranzistoarele T_1 și T_2, conectate în cascadă (în curent continuu), reprezintă un oscilator de tip overtone, care, în circuitul de colector al tranzistorului T_2, selectează armonica a 9-a a cristalului Q (fig. 2.6).

În cazul de față se obține frecvența de 122 MHz (frecvența cristalului este de 13,555 MHz).

Circuitele oscilante cuplate capacitiv între ele, formate din inductanțele L_3 și L_4, împreună cu capacitățile aferente, sunt acordate pe această frecvență (122 MHz).

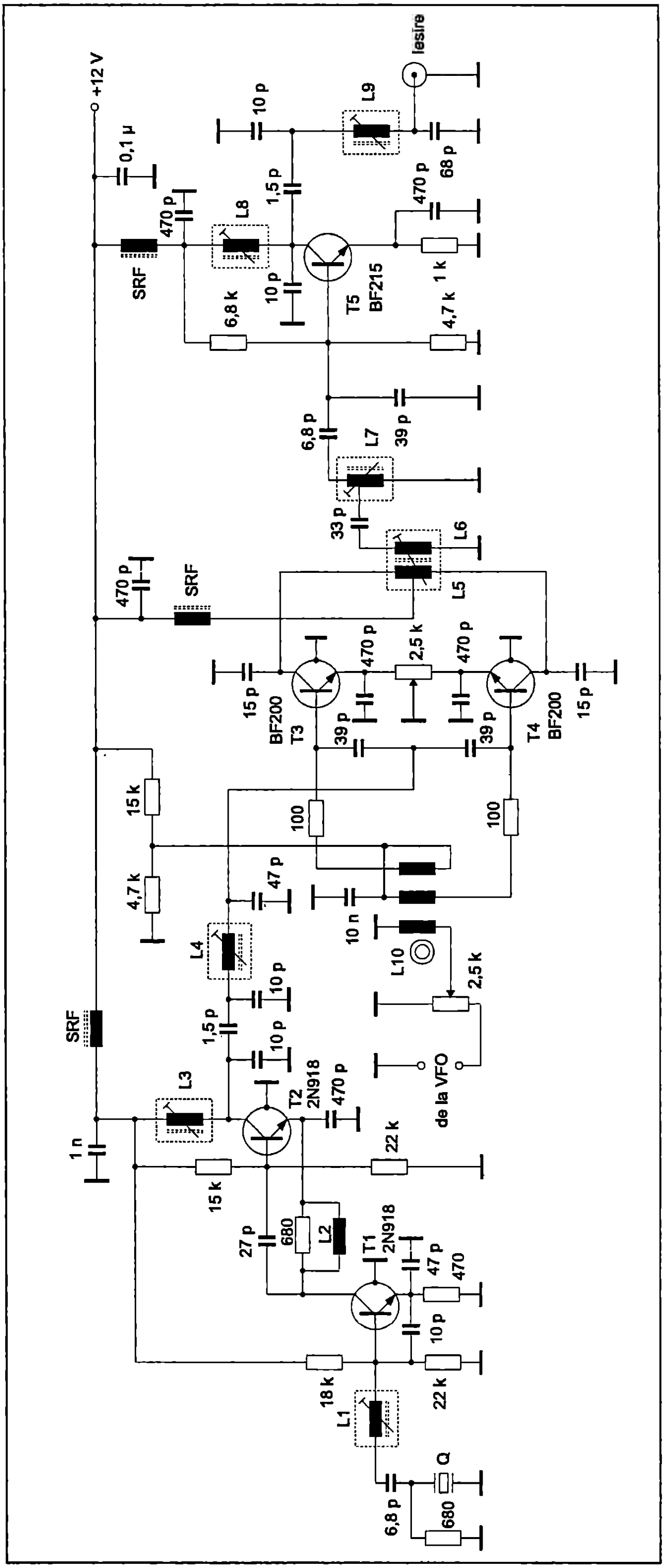

+12 V
0,1 µ
470 p
SRF
L8
1,5 p
10 p
L9
Ieșire
68 p
470 p
T5
BF215
6,8 k
10 p
4,7 k
1 k
6,8 p
L7
39 p
33 p
L6
L5
470 p
SRF
15 p
BF200
T3
470 p
39 p
2,5 k
470 p
39 p
T4
BF200
15 p
15 k
100
100
4,7 k
47 p
10 n
L10
2,5 k
L4
10 p
SRF
1,5 p
10 p
L3
T2
2N918
470 p
de la VFO
1 n
22 k
15 k
27 p
680
L2
T1
2N918
47 p
470
10 p
18 k
22 k
L1
Q
6,8 p
680

Fig. 2.6

Tranzistoarele T_3 și T_4 îndeplinesc funcția de mixer echilibrat și au în circuitul de colector un circuit LC acordat pe frecvența de 133,3 MHz. În circuitul de bază se aplică simultan semnalul cu frecvența de 122 MHz (asimetric) și semnalul de la VFO (nu este reprezentat în schemă), cu frecvența variabilă în limitele 11,3-12,3 MHz.

Tranzistorul T_5 are rolul de amplificator al semnalelor cuprinse în domeniul de frecvențe 133,3-134,3 MHz.

Toate bobinele (cu excepția lui L_2 și L_{10}) se execută pe carcase cu diametrul exterior de 4 mm și cu miez de ferită cu filet M3. Toate aceste bobine sunt executate din conductor CuEm ϕ 0,4 mm. L_1 are 15 spire, L_3 și L_4 câte 4,5 spire, L_5 – 2 x 2 spire, L_6 – 2 spire, L_7 – 4,5 spire cu priză la spira 2, iar L_8 și L_9, câte 4 spire.

L_2 conține 8 spire și este bobinată direct pe rezistorul de 680 Ω – cu care este conectată în paralel. Șocurile de radiofrecvență SRF conțin câte 2 spire bobinate pe inele din ferită cu dimensiunile de ϕ1-ϕ3-3 mm.

Înfășurarea L_{10} este executată pe un tor din ferită cu dimensiunile de ϕ6 – ϕ9 – 2,5 mm și conține 3 x 10 spire.

Ecranele bobinelor L_1-L_9 sunt de tipul celor folosite la transformatoarele de frecvență intermediară de 470 kHz.

VCO

Oscilatorul comandat în tensiune din fig. 2.7 este relativ simplu de realizat și are o bună stabilitate de frecvență. Este destinat a echipa aparatura pentru banda de 2 m. Pentru acoperirea ecartului 144-146 MHz este necesar să se opereze două multiplicări de frecvență, x5 și x3, deoarece frecvența proprie de oscilație este de 10,4 MHz, cu posibilitatea de deplasare de 0,133 MHz. Prin cuplări adecvate ale unor condensatoare sau diode varicap convenabil polarizate se pot obține deplasări de frecvență pentru lucrul pe repetoare.

Bobina L_1 este chiar un transformator FI de 10,7 MHz.

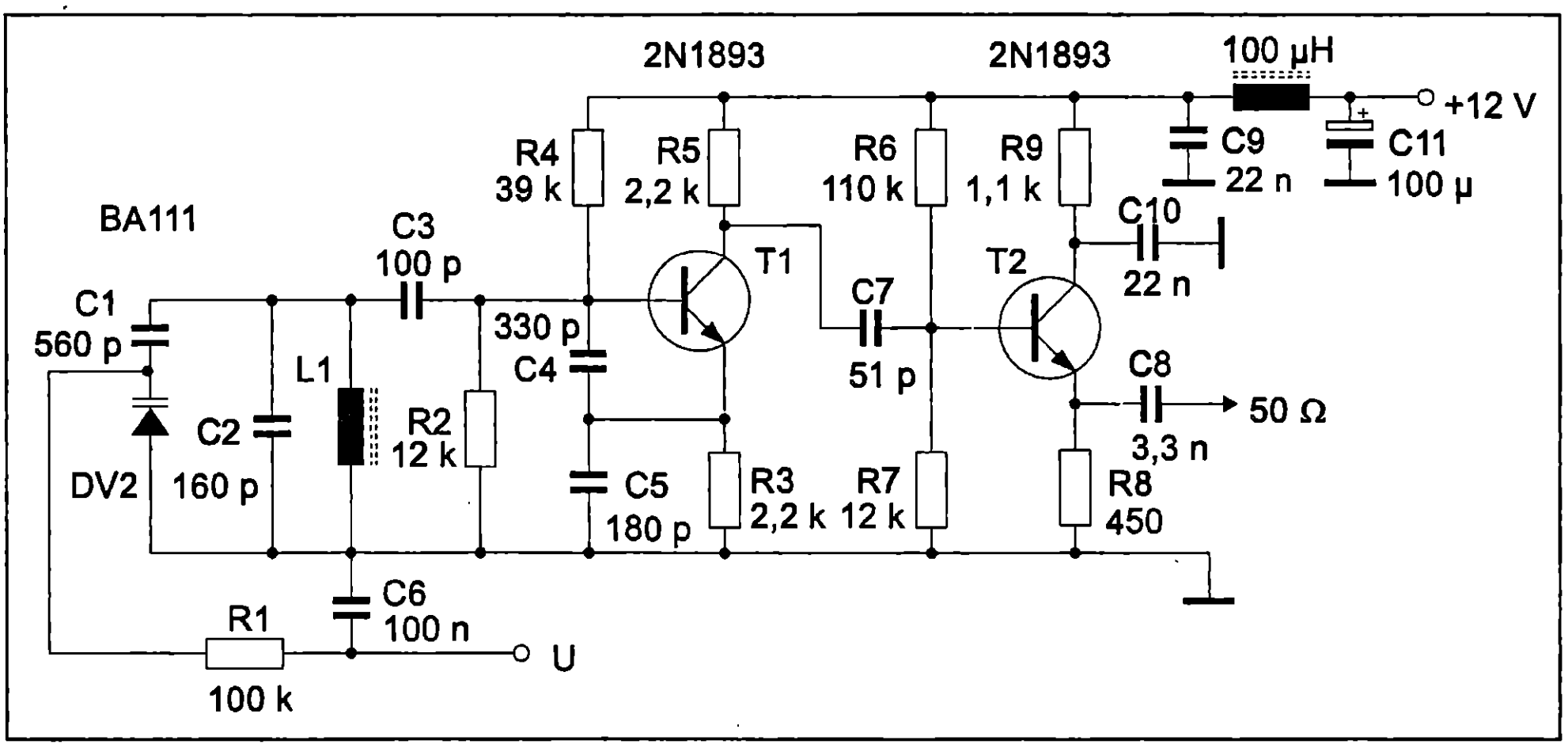


Fig. 2.7

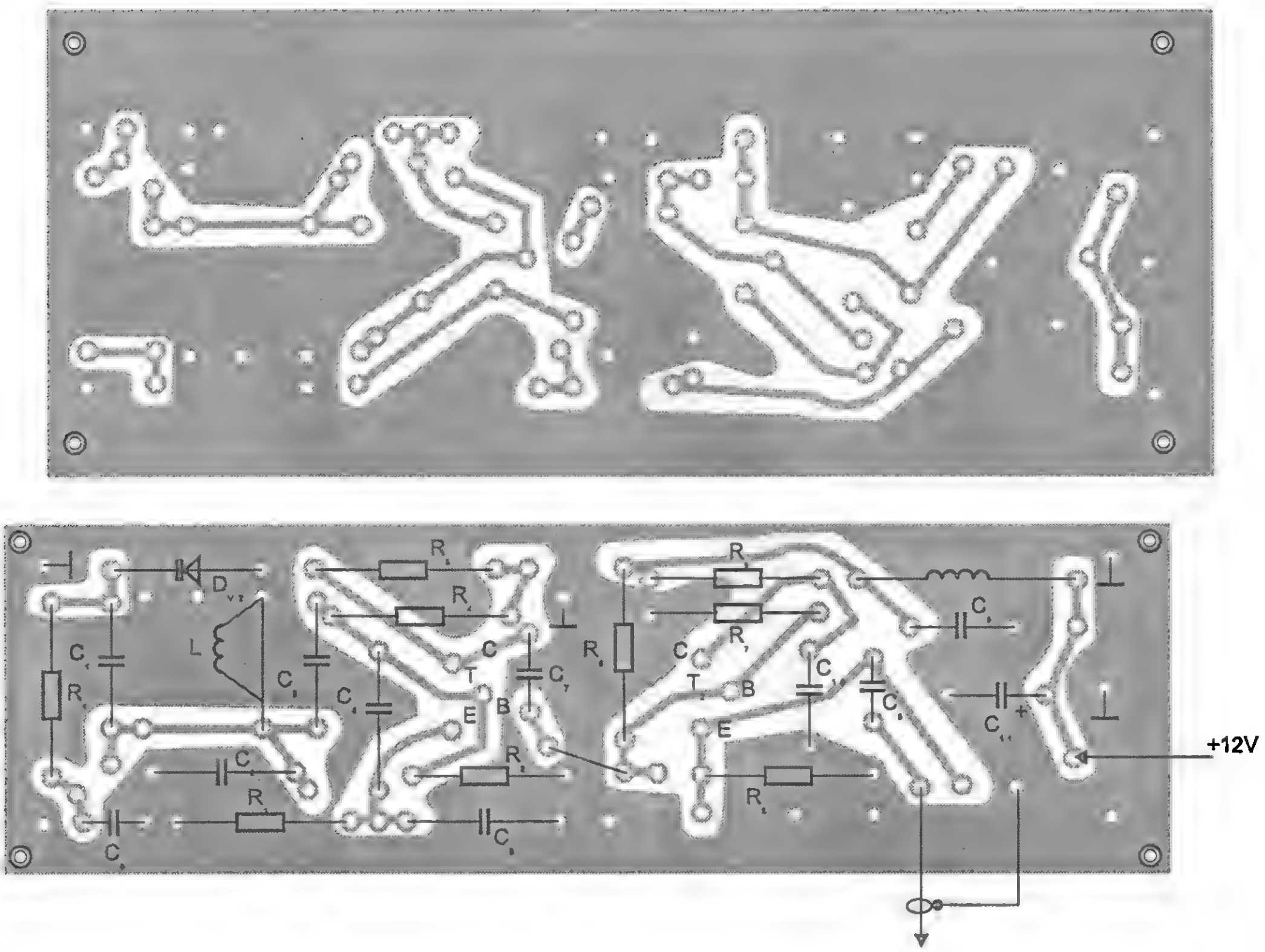


Fig. 2.7a

Sintetizor de frecvențe

Acest sintetizor permite lucrul (emisie și recepție) folosind retranslatoarele de radioamatori din banda de 144 MHz, cu ecartul între canale de 25 kHz.

Pentru a putea folosi receptoare cu prima frecvență intermediară de 10,7 MHz și emițătoare care folosesc un modulator de frecvență pe aceeași frecvență (tip RTP), în scopul simplificării montajului (reducerii numărului de circuite integrate) s-a folosit o valoare a frecvenței oscilatorului local mai mare cu 10,7 MHz decât cea a frecvenței de lucru.

Astfel, dacă se lucrează pe canalul Rϕ, frecvența semnalului recepționat va fi de 145,600 MHz, iar cea a oscilatorului local – de 156,3 MHz (cu 10,7 MHz mai mare).

Acest semnal, cu frecvența de 156,3 MHz, se obține prin multiplicarea cu 12 a frecvenței de 13,025 MHz, care reprezintă frecvența oscilatorului comandat în tensiune (OCT).

Ecartul de frecvență între două canale alăturate de retranslator este de 25 kHz. Pentru a putea folosi circuite integrate de tip CMOS la o tensiune de alimentare de 5 V a fost nevoie de o divizare suplimentară cu 10 a frecvenței OCT, în care scop s-a folosit o jumătate a circuitului integrat 74LS390 (dublu divizor decadic). Astfel, la intrarea programatorului de frecvențe se va aplica un semnal cu frecvența de 1,3025 MHz.

În locul circuitului integrat de tip 74LS390 se poate folosi și unul de tip CMOS rapid – 74HC390. Înlocuirea se face fără nici o modificare în montaj, conexiunile la capsulă fiind identice.

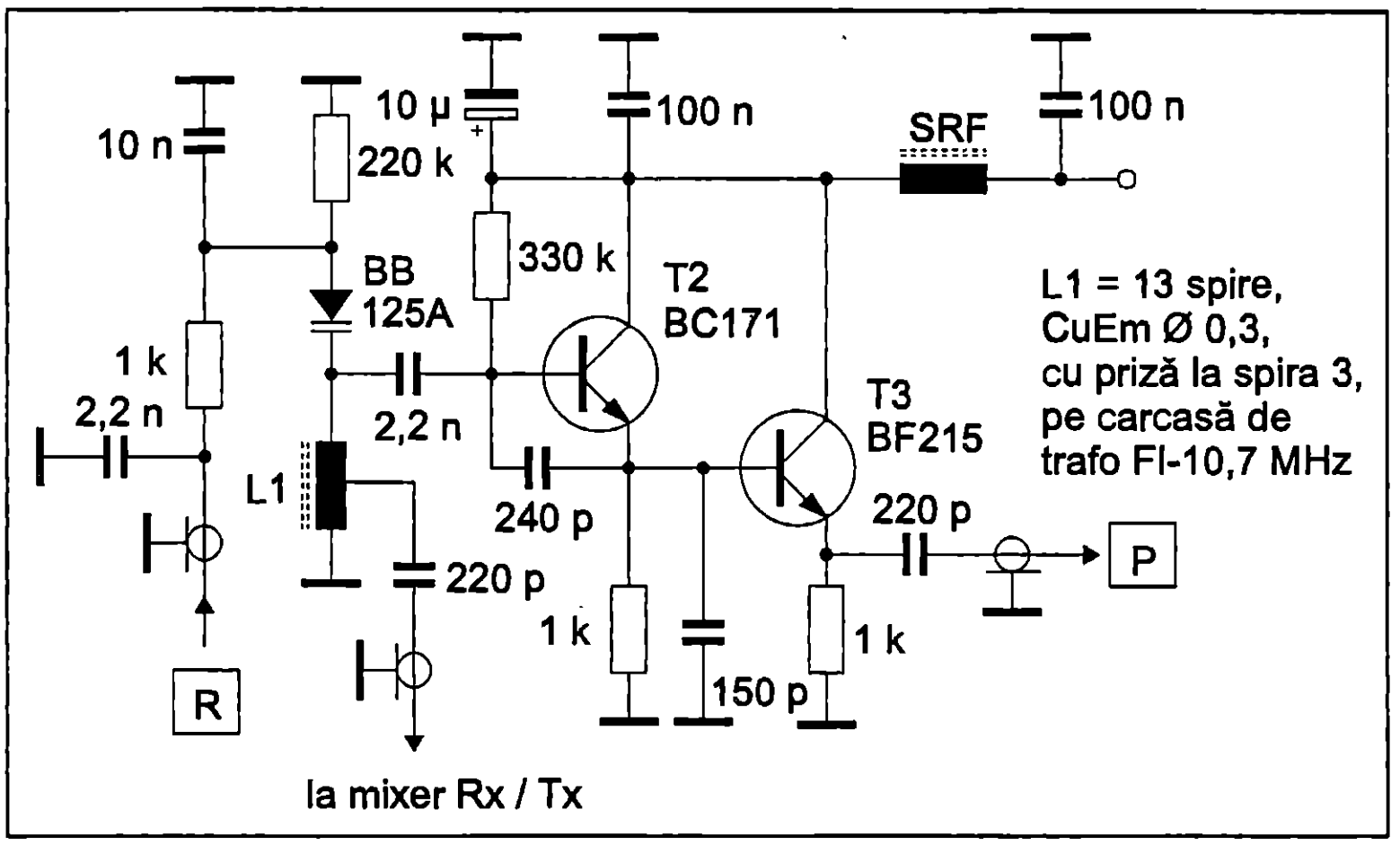


Fig. 2.8

Pentru a putea realiza o selectare „pas cu pas" a canalelor de retranslator (din canal în canal) este nevoie de o divizare cu 156 300 kHz / 25 kHz = 6 252 ori. Acest lucru se obține cu două circuite integrate de tip MMC4520 (CI 2 și CI 3 din fig. 2.9).

Cu ajutorul comutatorului (programatorului) binar-zecimal (de fapt, comutarea se face în cod BCD, iar indicarea este zecimală), se pot selecta 10 frecvențe ale OCT (fig. 2.8), care, multiplicate ulterior cu 12, permit obținerea valorilor: pentru Rϕ – 156,300 MHz; pentru R_1 – 156,325 MHz; ... pentru R9 – 156,525 MHz.

Cum aminteam, acest montaj permite și lucrul „monofrecvență" cu emițătorul. Mai exact, permite și recepționarea semnalelor cu frecvențe de 145,000 MHz (canalul Rϕ de emisie), până la 145,225 MHz (canalul R9 de emisie). În acest caz avem nevoie (pentru Rϕ) de o frecvență a oscilatorului local egală cu: 145,000 MHz + 10,7 MHz = = 155,700 MHz.

Frecvența OCT va fi de 12 ori mai mică, adică: 155,7:12 = 12,975 MHz. Factorul de divizare în această situație va fi: 155 700 kHz / 25 kHz = 6 228. Pentru lucrul prin retranslator (decalat cu 600 kHz) era nevoie de o divizare cu 6252. Trecerea de la divizarea cu 6252 la cea cu 6228 se face cu ajutorul comutatorului dublu K din fig. 2.9.

Acționând comutatorul K se asigură lucrul pe aceeași frecvență cu emițătorul pe una din poziții și decalat cu 600 kHz pe cealaltă. Considerăm că această posibilitate este de mare utilitate pentru radioamatori.

Se știe că radioamatorii au obiceiul de a lucra local pe frecvența de 145,225 MHz. Pentru această opțiune se comută atât emițătorul, cât și receptorul pe canalul R9, iar comutatorul K se trece în poziția „monofrecvență". Pentru modul de lucru „monofrecvență", comutatorul binar-zecimal asigură tot un ecart de 25 kHz între canale.

Oscilatorul pilotat cu un cristal cu frecvența de 1 MHz, de la care, printr-o divizare corespunzătoare, se obține frecvența etalon de 208,333 Hz, folosită în comparatorul de fază cu buclă PLL, este prezentat în fig. 2.10.

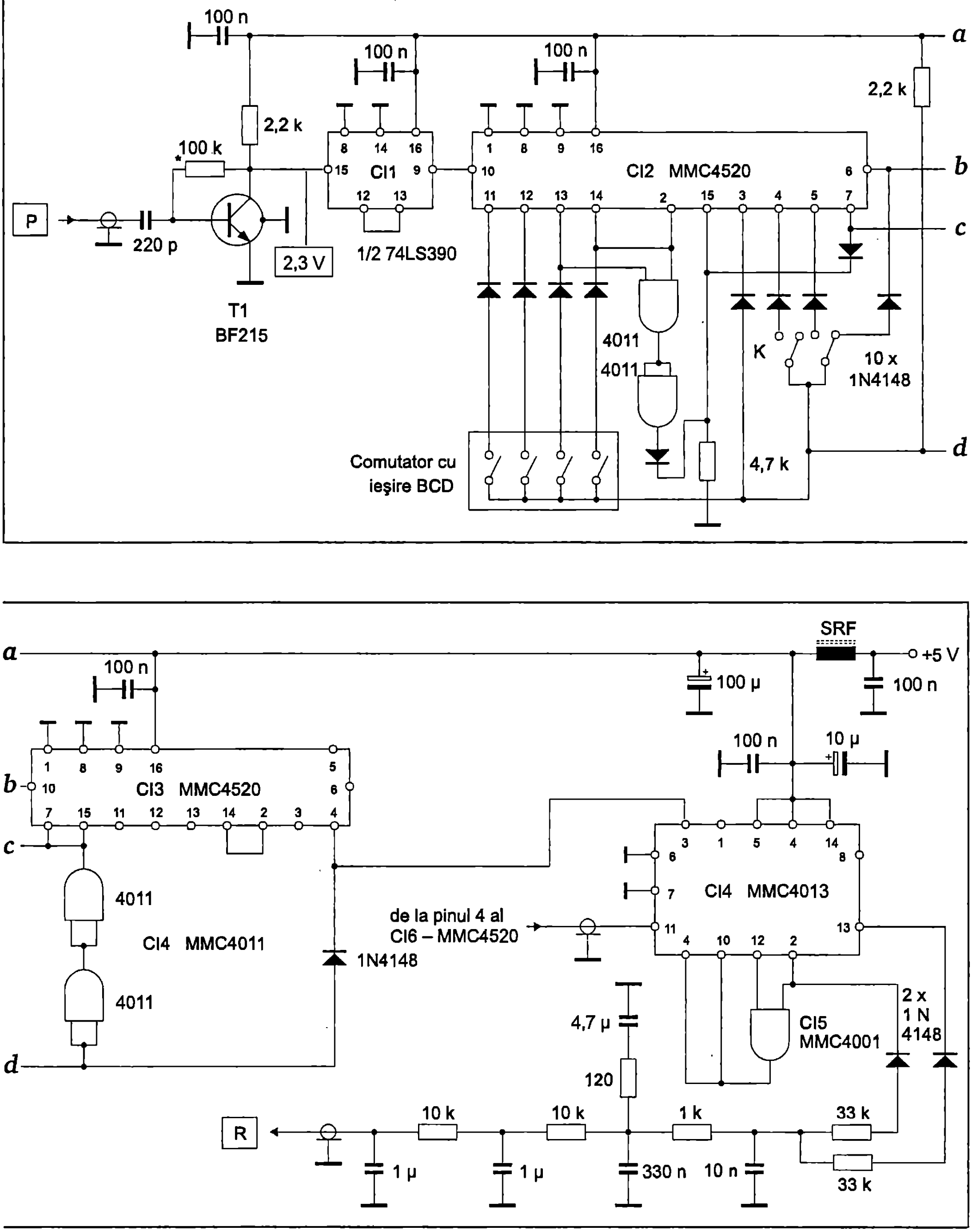

100 n
100 n
100 n
a
2,2 k
2,2 k
100 k
8 14 16
15 CI1 9
12 13
1/2 74LS390
1 8 9 16
10 CI2 MMC4520 6
11 12 13 14 2 15 3 4 5 7
b
P
220 p
2,3 V
T1
BF215
c
4011
4011
K
10 x
1N4148
Comutator cu
ieşire BCD
4,7 k
d
SRF
+5 V
100 µ
100 n
100 n
10 µ
1 8 9 16
5
b 10 CI3 MMC4520 6
7 15 11 12 13 14 2 3 4
c
3 1 5 4 14
6
8
7 CI4 MMC4013
4011
CI4 MMC4011
de la pinul 4 al
CI6 – MMC4520
11
13
4 10 12 2
1N4148
4,7 µ
CI5
MMC4001
2 x
1 N
4148
120
d
10 k
10 k
1 k
33 k
R
1 µ
1 µ
330 n
10 n
33 k

Fig. 2.9

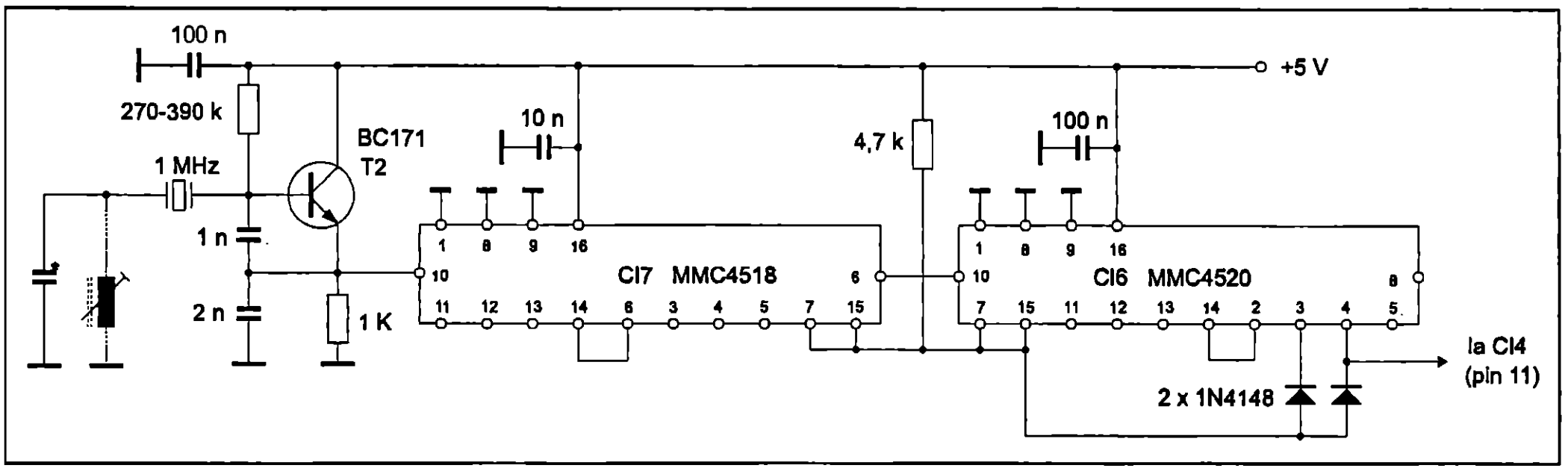


Fig. 2.10

Generator DSB

Comunicațiile cu bandă laterală unică pot folosi acest generator DSB (fig. 2.11), după care se suprimă cu un filtru una din benzile laterale.

Se folosește un circuit integrat TCA440 sau echivalentele sale A244D sau K174XA2.

Microfonul folosit este de tip dinamic, cu impedanța de 600 Ω, iar nivelul semnalului de la oscilatorul de 9 MHz (cel mai probabil a fi utilizat) nu trebuie să depășească 100 mV. Cablajul și dispunerea componentelor în fig. 2.11, scara 2/1.

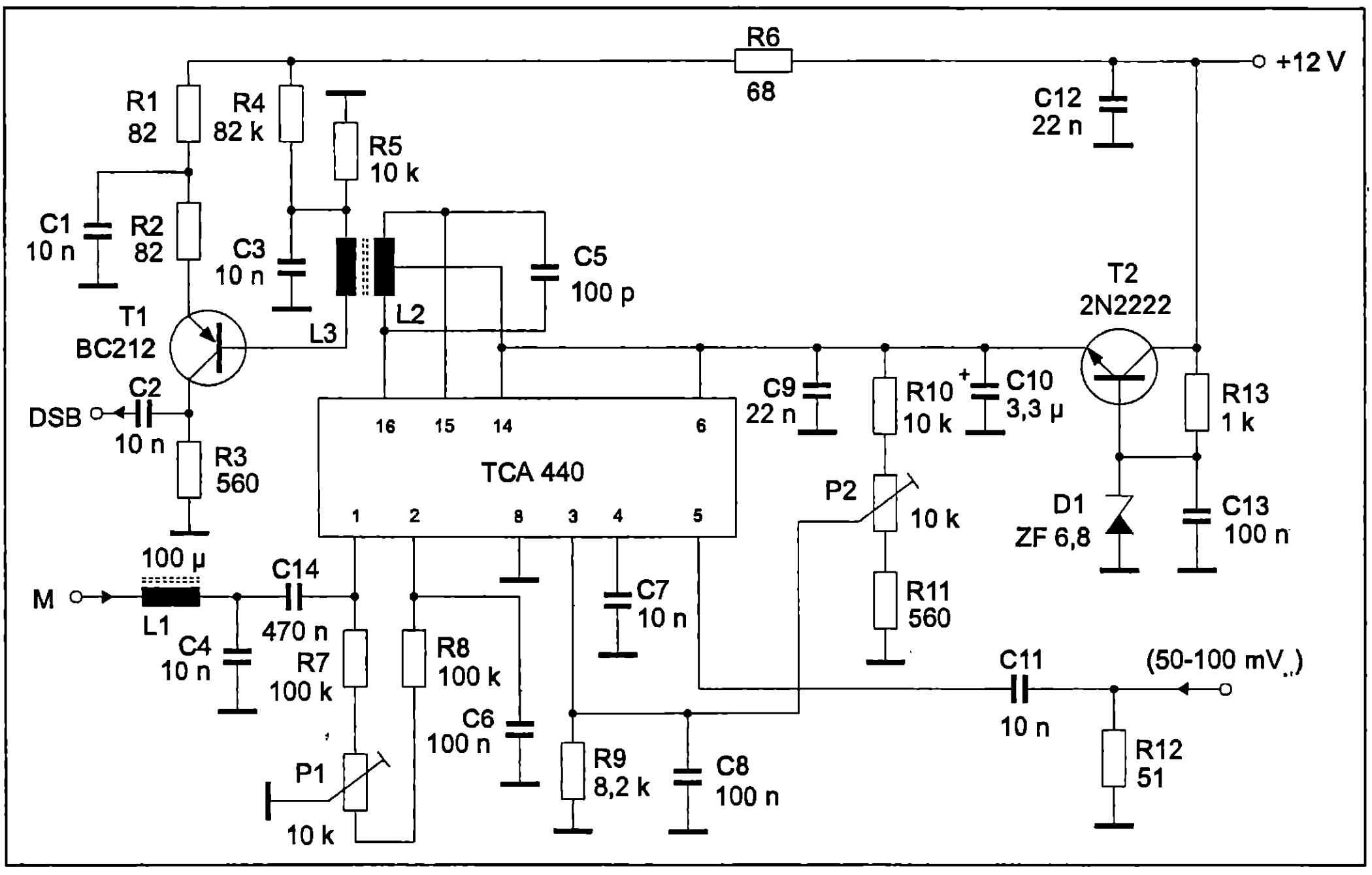


Fig. 2.11

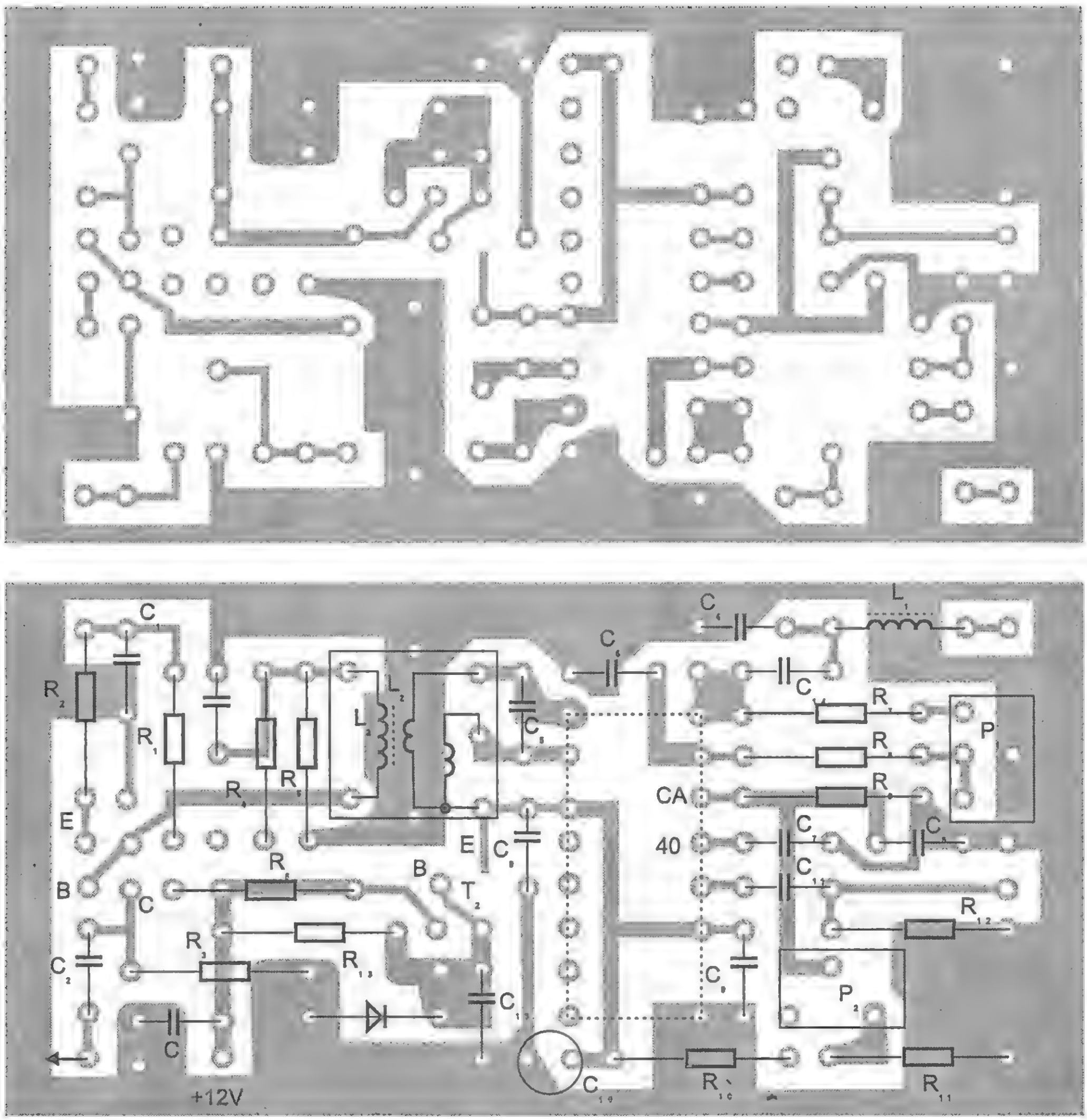


Fig. 2.11a

Generator programabil de semnale Morse

Pentru transmiterea indicativului propriu și al QTH-locatorului am realizat acest montaj, care poate fi folosit și pentru radiobalizele de radioamatori, și este, evident, util și în alte scopuri (fig. 2.12).

Aparatul conține un generator de tact realizat cu CI CDB413, a cărui frecvență poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 2,5 kΩ.

De la ieșirea CI CDB413 (pin 6), semnalul este aplicat unui divizor binar (:16) de tip CDB493. Ieșirile A, B, C, D ale acestui divizor sunt conduse la un multiplexor-demultiplexor cu 16 canale, de tip MMC4067.

Ieșirea D a C 493 este aplicată unui divizor decadic de tip CDB490, ale cărui ieșiri A, B, C, D se transmit decodificatorului BCD-zecimal de tip CDB442.

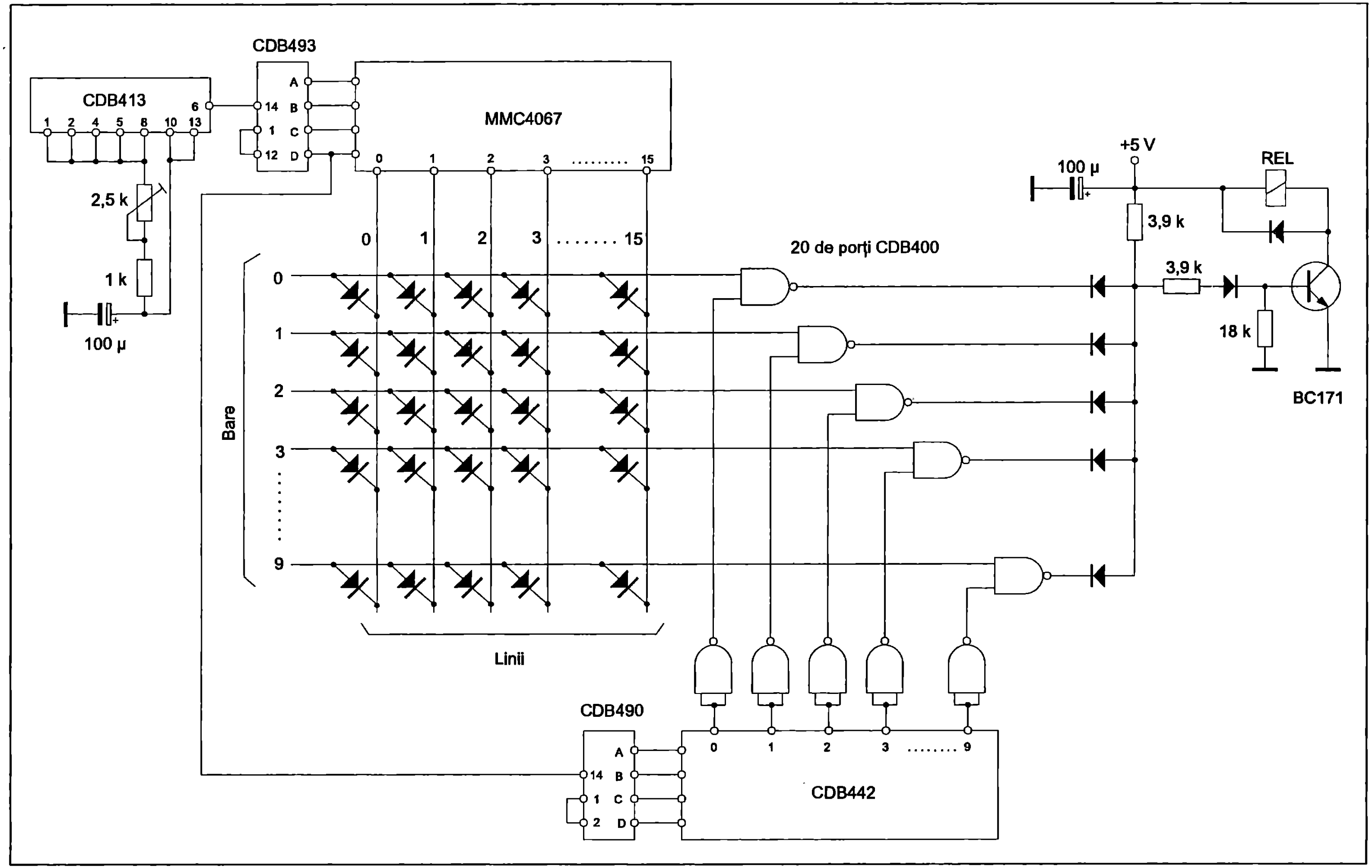
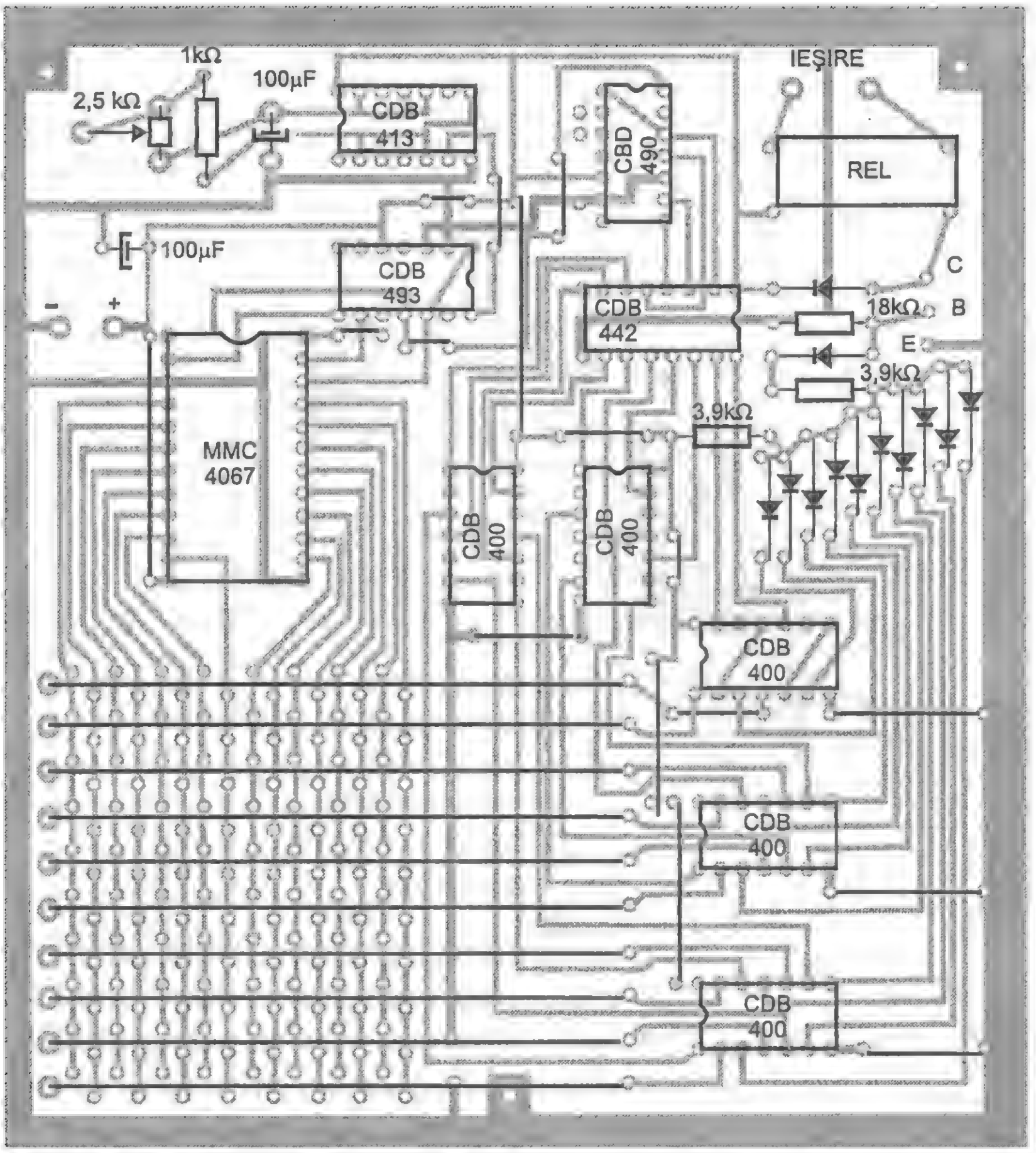

CDB493
CDB413
1 2 4 5 8 10 13
6
14
1
12
A
B
C
D
MMC4067
0 1 2 3 15
2,5 k
1 k
100 µ
Bare
0
1
2
3
9
Linii
20 de porţi CDB400
+5 V
100 µ
3,9 k
REL
3,9 k
18 k
BC171
CDB490
CDB442
0 1 2 3 9

Fig. 2.12


1kΩ
100µF
2,5 kΩ
CDB 413
100µF
CDB 493
IEŞIRE
CBD 490
REL
C
18kΩ
B
E
3,9kΩ
CDB 442
3,9kΩ
MMC 4067
CDB 400
CDB 400
CDB 400
CDB 400
CDB 400

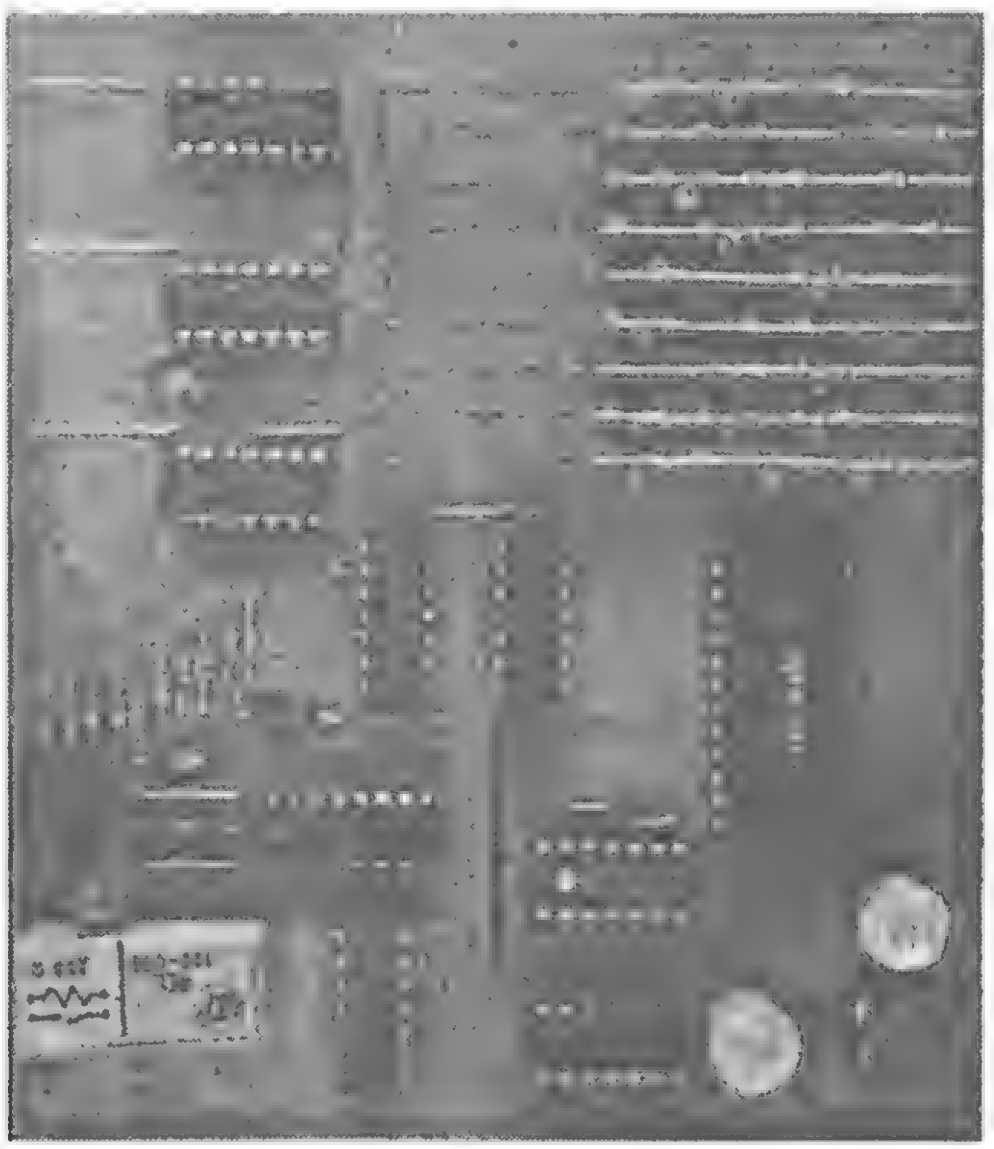


Fig. 2.12a

Ieșirile 0-15 ale CI MMC4067 formează coloanele matricei, iar ieșirile 0-9 ale CI CDB442 formează liniile acesteia.

Montajul funcționează astfel: la ieșirile 0-13 ale CI MMC4067 vom avea, pe rând, impulsuri negative, în ritmul dorit de noi, fixat prin ajustarea corespunzătoare a potențiometrului semireglabil de 2,5 kΩ.

Aceste semnale se regăsesc pe liniile matricei.

Intersecțiile liniilor și coloanelor formează un câmp de noduri la care se va conecta matricea de diode, conform schemei.

Cum se realizează formarea semnalelor Morse? Să presupunem că dorim să realizăm semnalul YO. Litera Y este formată, după cum se știe, din linie, punct, linie, linie, iar litera O constă din trei linii. Prima linie a literei Y trebuie să conțină 3 timpi (trei impulsuri de tact); pentru aceasta vom conecta 3 diode între coloana 0 și liniile 0, 1 și 2. Nodul dintre coloana 0 și linia 3 va rămâne liber, deoarece urmează o pauză (de durata unui punct) între prima linie a literei Y și punctul următor. Mai departe, pentru a realiza complet semnalul literei Y, vom mai conecta diode între bara 0 și liniile 4, 6, 7, 8, 10, 11 și 12, după care urmează o pauză cu durata a 3 puncte, care reprezintă spațiul dintre literele Y și O.

Deci un tact este egal cu un punct, iar durata unei linii este egală cu durata a trei puncte.

În cazul realizării unui astfel de automat pentru radiobalize de radioamatori, se recomandă mărirea pauzelor dintre litere până la durata a 4 puncte, pentru ca semnalele să fie mai inteligibile.

Cele 10 coloane vor fi conectate la câte o intrare a porților de tip CDB400; la celelalte intrări se aplică cele 10 ieșiri de la CI 442 (inversate logic cu alte 10 porți CDB400), unde se realizează coincidența semnalelor. Semnalele de la cele 10 ieșiri ale porților de coincidență, conectate în serie cu 10 diode, sunt aplicate pe baza unui tranzistor de tip BC171, care are conectat în circuitul de colector un microreleu de 5 V.

Barele sunt construite din conductor de Cu ϕ 1, montate ca în figură, la circa 12 mm de suprafața plăcii suport. La acestea se vor conecta, prin lipire, anozii diodelor.

Pentru a simplifica simțitor realizarea cablajului imprimat (care este executat pe o singură față a plăcii-suport), circuitul integrat CDB442 va fi montat fie pe partea placată cu cupru (pe partea opusă celorlalte piese), fie i se vor îndoi terminalele astfel încât să se implanteze cu fața în jos.

Aparatul se alimentează de la o sursă stabilizată de 5 V.

Releul are un contact normal deschis; acesta se va folosi pentru manipularea emițătorului. Viteza de transmisie poate fi reglată între limitele a 30-150 de semne/minut.

Capitolul III RECEPTOARE

Receptor pentru 160 m

Receptorul din fig. 3.1 este o superheterodină ce poate recepționa emisiuni CW-SSB.

Elementul de bază este un circuit integrat βA3054, care, utilizat așa cum reiese din schemă, împreună cu filtrul de 500 kHz, facilitează realizarea acestui receptor.

Experimentarea și aducerea la performanțe a acestui receptor au fost făcute de YO3EM.

Din schema electrică reiese exact modul de construcție a acestui receptor.

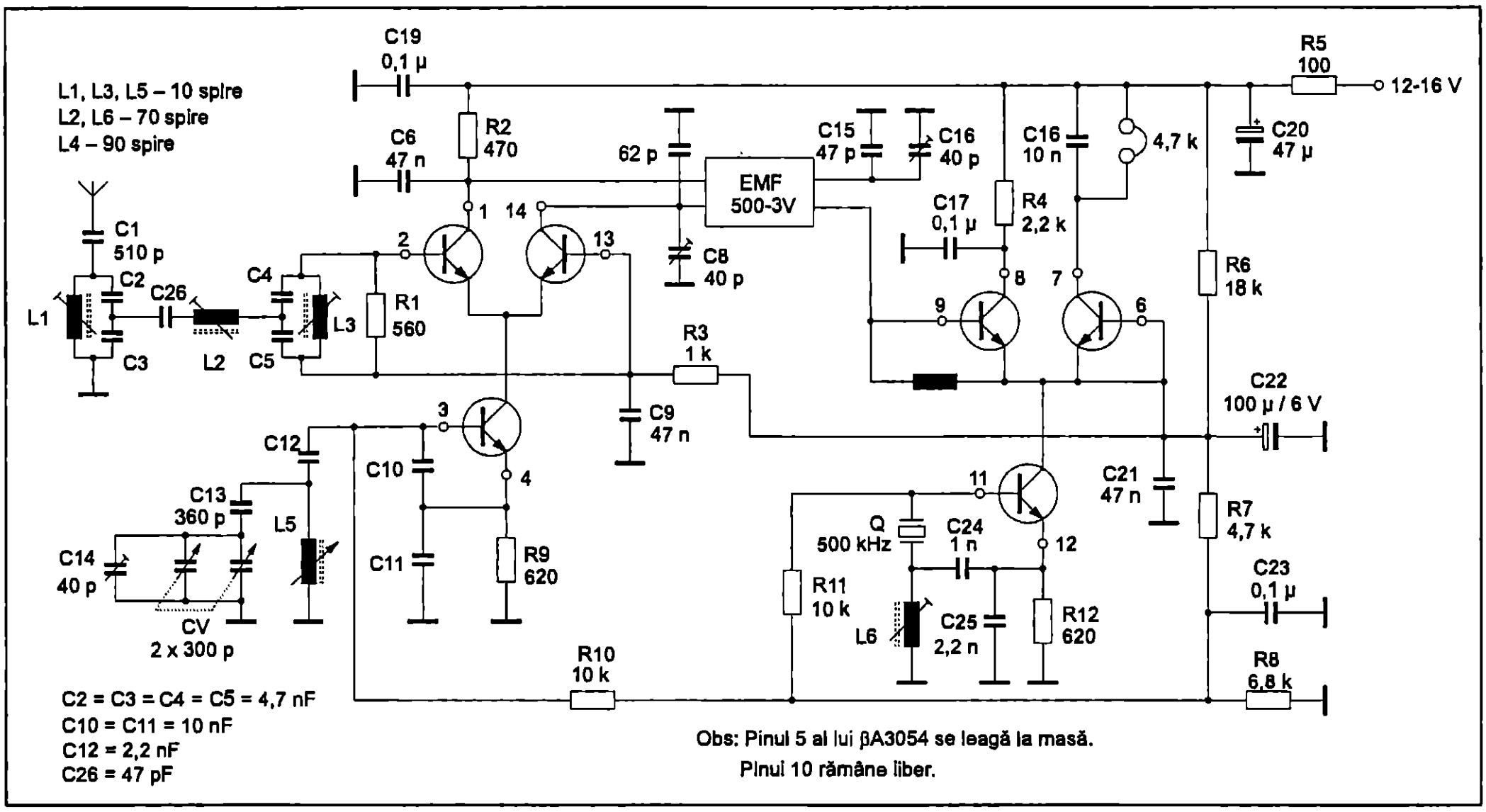


Fig. 3.1

Receptor CB

Receptorul (fig. 3.2) este destinat unui canal fix, modulat în frecvență, din gama rezervată emisiunilor CB. Acest canal se determină prin valoarea frecvenței cuarțului Q1, care trebuie să aibă frecvența proprie cu 10,7 MHz mai mare decât frecvența ce urmează a fi recepționată.

Circuitele de intrare se acordează pe 27 MHz, cuplajul între ele fiind linia comună de masă și o capacitate de 1 pF. Bobina L_3 este acordată pe 10,7 MHz (L_5 și L_3 sunt identice).

Bobinele L_1, L_2, L_4 au câte 15 spire din CuEm ϕ 0,3 mm. Bobina L_4 are priză la spira 10.

Bobinele L_3 și L_5 sunt construite din transformatoare F1 de 10,7 MHz.

Bobina din discriminator are 20 de spire din CuEm ϕ 0,1 mm cu priză la spira 8.

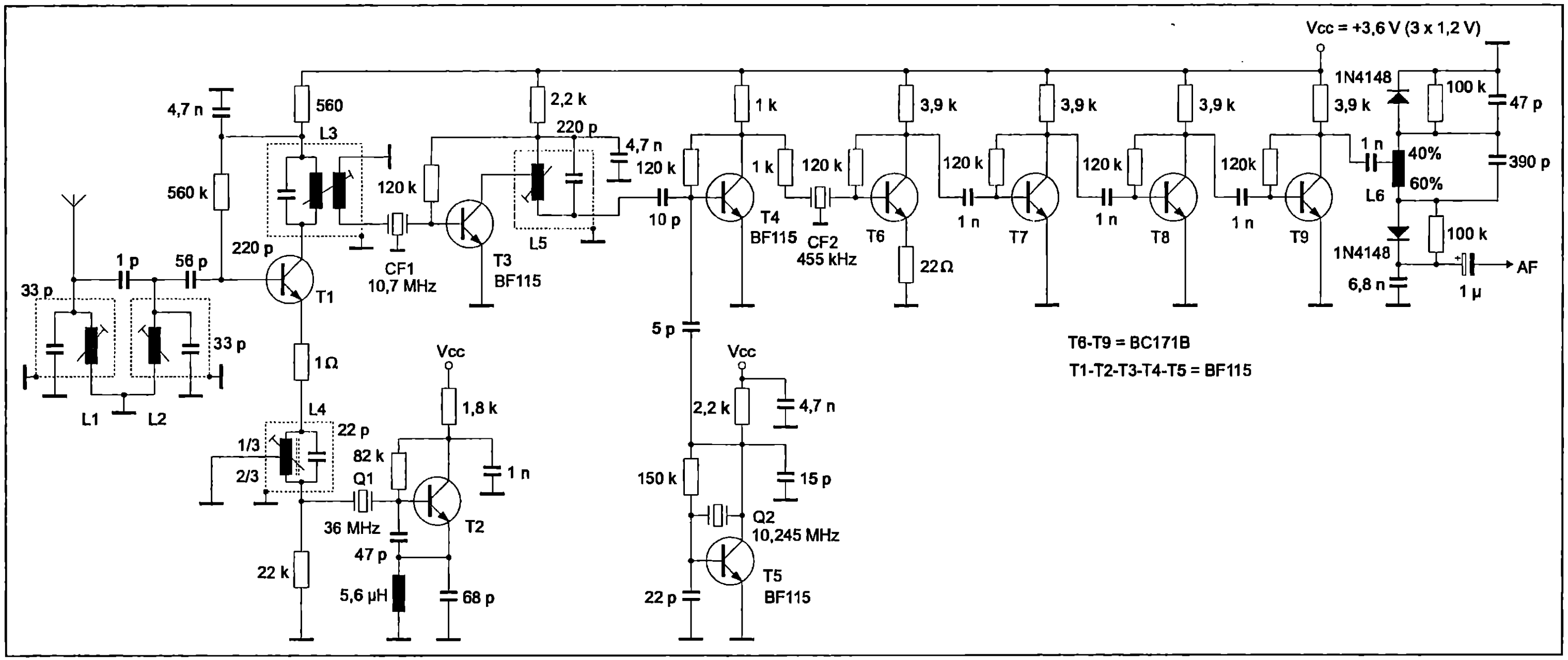

Vcc = +3,6 V (3 x 1,2 V)
4,7 n
560
L3
560 k
220 p
1 p
56 p
33 p
T1
33 p
L1
L2
1 Ω
L4
22 p
1/3
2/3
82 k
Q1
36 MHz
47 p
22 k
5,6 µH
68 p
120 k
CF1
10,7 MHz
T3
BF115
2,2 k
220 p
L5
4,7 n
120 k
10 p
1 k
1 k
T4
BF115
120 k
CF2
455 kHz
T6
22Ω
3,9 k
120 k
1 n
T7
3,9 k
120 k
1 n
T8
3,9 k
120k
1 n
T9
3,9 k
1N4148
100 k
47 p
1 n
40%
60%
L6
390 p
1N4148
100 k
6,8 n
1 µ
AF
5 p
Vcc
1,8 k
1 n
T2
Vcc
2,2 k
4,7 n
150 k
15 p
Q2
10,245 MHz
T5
BF115
22 p
T6-T9 = BC171B
T1-T2-T3-T4-T5 = BF115

Fig. 3.2

Receptor CB superreacție

Etajul RF este construit cu BF198, BF214 sau chiar cu BC171 (fig. 3.3).

Bobina L_1 este construită pe o carcasă cu miez de US pe care se bobinează 8 spire.

Bobina din emitor are 60 de spire ϕ 0,15 mm CuEm, bobinate pe o rezistență de 100 kΩ / 0,5 W.

Din miezul bobinei L_1 se face acordul la mijlocul benzii CB.

Celelalte tranzistoare sunt de tip BC170 – BC107.

Alimentarea se face cu 9-12 V.

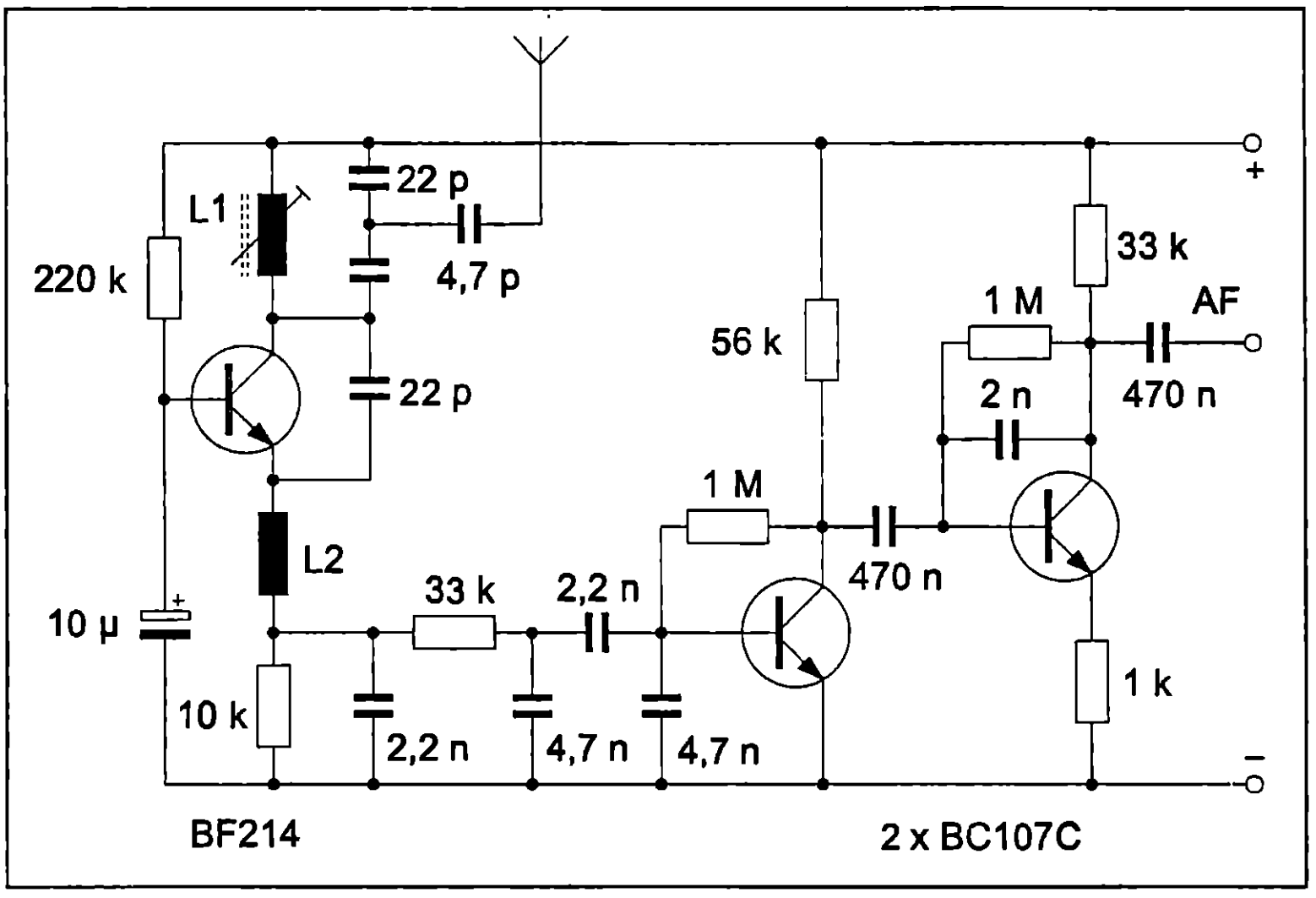


Fig. 3.3

Receptor pe 432 MHz

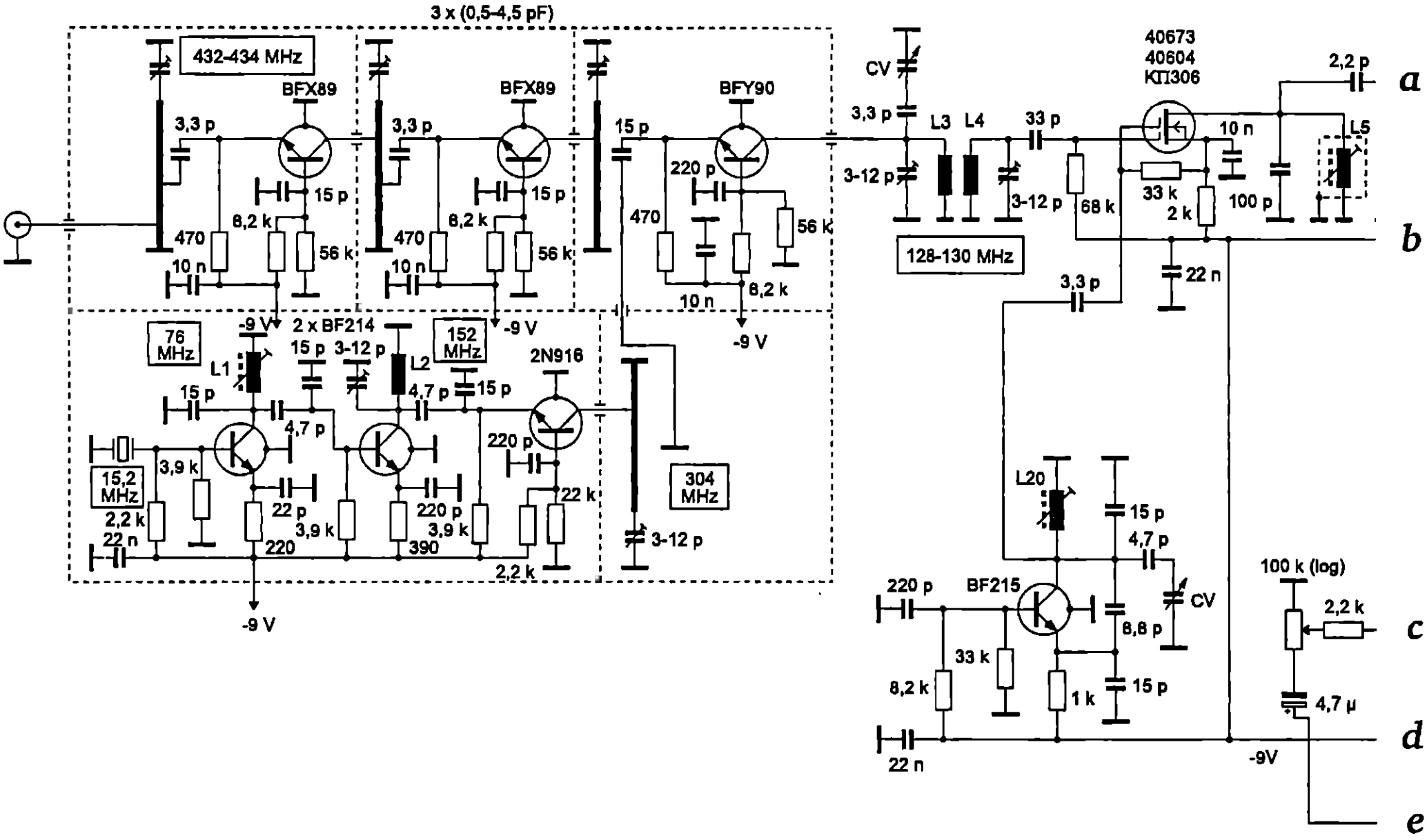
Receptorul (fig. 3.4) este o superheterodină cu triplă schimbare de frecvență. Semnalul captat de antenă este amplificat de două tranzistoare de tip BFX89. Se pot folosi și tranzistoare BF181-183. Ca mixer a fost folosit tranzistorul BFY90.

Primul oscilator este pilotat cu un cristal având frecvența proprie de rezonanță de 15,2 MHz. Oscilatorul este conectat în montaj overtone și selectează în circuitul de colector armonica a cincea a cristalului (76 MHz). În continuare sunt folosite două etaje dubloare de frecvență pentru a obține semnalul necesar, de 304 MHz.

Pe emitorul primului mixer se aplică semnalele din antenă (432-434 MHz), precum și semnalul cu frecvența de 304 MHz. În circuitul de colector este conectat un filtru de bandă acordat pe 128-130 MHz. Semnalul cu această frecvență se aplică pe poarta 1 a tranzistorului 40673 (care este cel de-al doilea mixer). Pe poarta 2 se aplică semnalul cu frecvența reglabilă (VFO) cuprinsă în limitele 128,5-130,5 MHz. Acordul se face cu un condensator variabil cu secțiuni pentru unde ultrascurte.

În drena celui de-al doilea mixer este conectat un filtru de tip LC, format din trei circuite acordate pe frecvența de 6,5 MHz. Semnalul obținut aici este aplicat pe baza celui de-al treilea mixer (BF 215), de tip autooscilator.

Urmează două etaje amplificatoare ale semnalului celei de-a treia frecvențe intermediare, de 470 kHz.


3 x (0,5-4,5 pF)
432-434 MHz
BFX89
BFX89
BFY90
3,3 p
15 p
470
6,2 k
56 k
10 n
220 p
-9 V
2 x BF214
76 MHz
152 MHz
L1
L2
15 p
3-12 p
4,7 p
2N916
3,9 k
22 p
220 p
22 k
2,2 k
22 n
220
390
15,2 MHz
304 MHz
CV
L3
L4
33 p
40673
40604
КП306
2,2 p
10 n
33 k
2 k
100 p
L5
68 k
128-130 MHz
22 n
L20
4,7 p
6,8 p
BF215
33 k
8,2 k
1 k
100 k (log)
4,7 µ
a
b
c
d
e

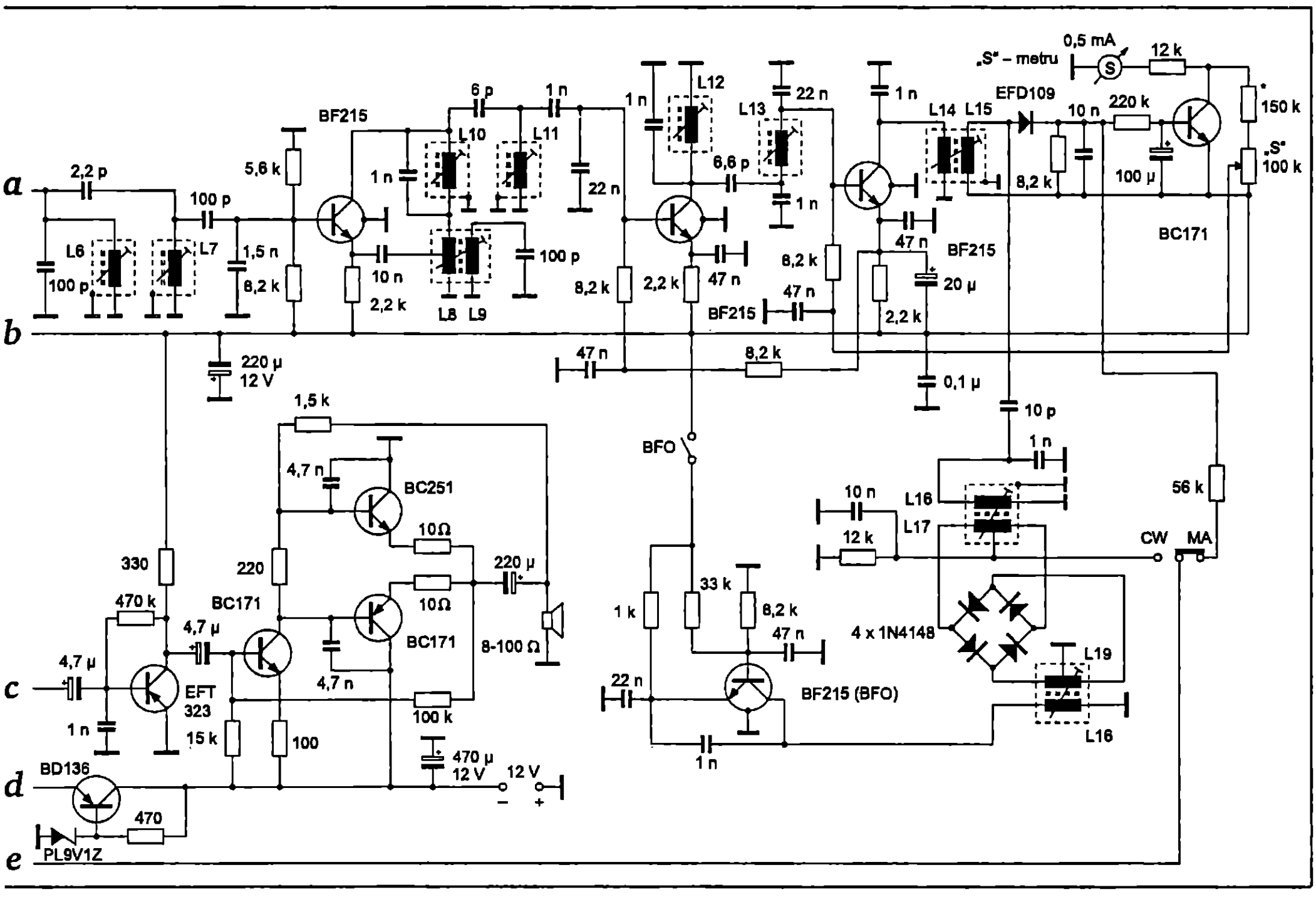

„S" – metru
0,5 mA
12 k
EFD109
220 k
150 k
100 µ
BC171
BF215
20 µ
0,1 µ
L6
L7
L8
L9
L10
L11
L12
L13
L14
L15
100 p
1,5 n
5,6 k
6 p
1 n
6,6 p
47 n
220 µ
12 V
1,5 k
BFO
L16
L17
L19
10 p
56 k
CW
MA
4 x 1N4148
BF215 (BFO)
4,7 n
BC251
10Ω
330
470 k
4,7 µ
EFT 323
15 k
100
470 µ
BD136
PL9V1Z
8-100 Ω
a
b
c
d
e

Fig. 3.4

Pentru recepționarea semnalelor telegrafice a fost folosit un demodulator inelar cu patru diode 1N4148, identice. La acest mixer inelar se aplică semnalul FI de 470 kHz, precum și semnalul de la generatorul de semnale de bătăi (BFO), realizat cu un tranzistor BF215. Semnalul-bătaie obținut, de joasă frecvență, este aplicat la intrarea amplificatorului de joasă frecvență prin intermediul comutatorului MA-CW. Oscilatorul BFO funcționează numai în poziția CW a comutatorului.

Liniile (inductanțele) folosite pentru frecvența de 432 MHz, precum și cea folosită la frecvența de 304 MHz, sunt realizate din conductor de cupru argintat, cu diametrul de 1,5 mm și lungimea de 45 mm.

Compartimentele separatoare dintre etajele de UIF sunt realizate din sticlotextolit dublu placat, cu grosimea de 1,5 mm. Dimensiunile celor patru compartimente sunt de 22 x 55 mm, iar înălțimea pereților este de 25 mm. Incinta destinată oscilatorului pilotat cu cristal și primului dublor are dimensiunea dublă față de cele menționate anterior.

Tot receptorul se realizează pe o singură placă. Datele înfășurărilor sunt prezentate în tabel.

Bobină	Nr. spire	Conductor ϕ (mm)	Diametru bobină (mm)	Pas	Carcasă
L_1	5	CuEm 0,5	5	–	De la blocul UUS
L_2	4	CuEm 0,85	6	1	–
L_3, L_4	6	CuEm 0,85	6	1	–
L_5, L_6, L_7	14	CuEm 0,15	–	–	Trafo FI
L_8	1 + 3	CuEm 0,5	–	–	Trafo FI
L_9	13	CuEm 0,5	–	–	Trafo FI
L_{10}-L_{14}, L_{16}, L_{18}	70	CuEm 0,1	–	–	Trafo FI
L_{15}	50	CuEm 0,1	–	–	Trafo FI
L_{17}, L_{19}	2 x 15	CuEm 0,1	–	–	Trafo FI
L_{20}	2,5	CuEm 0,5	5	1	De la blocul UUS

Receptor CW-SSB pe 10 m

Receptorul prezentat în fig. 3.5 permite ascultarea în bune condiții a emisiunilor de telegrafie (CW), de telefonie cu modulație în amplitudine (MA) și a celor cu o singură bandă laterală (BLU).

Performanțele principale ale receptorului prezentat sunt următoarele:

- sensibilitatea: mai bună de 1 μV;
- selectivitatea (la 6 dB): 3,5 kHz;
- prima frecvență intermediară: 2,7 MHz;
- a doua frecvență intermediară: 230 kHz;
- banda recepționată: 28-30 MHz.

Blocul de frecvență intermediară este realizat pe o placă cu circuit imprimat. Ca transformatoare de frecvență intermediară sunt folosite cele de la receptorul „Mamaia“,

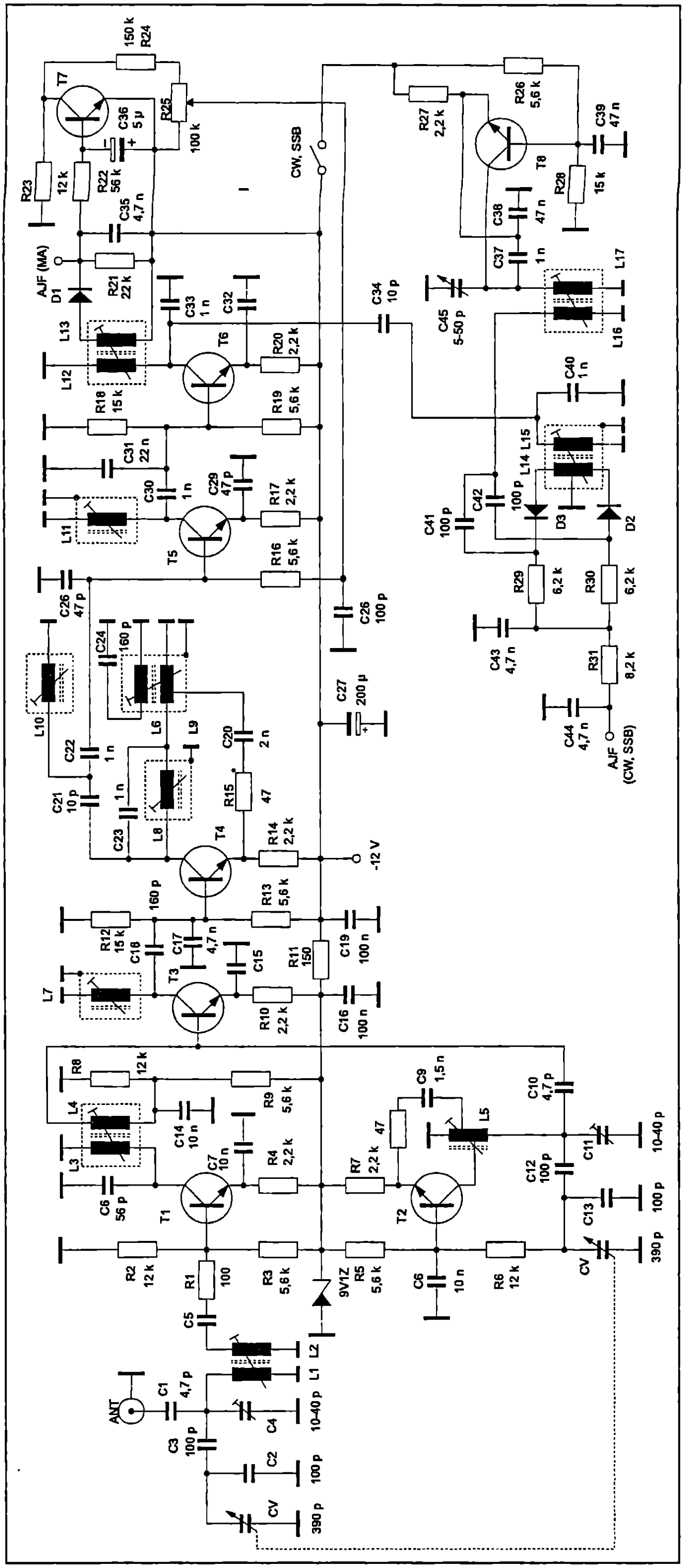
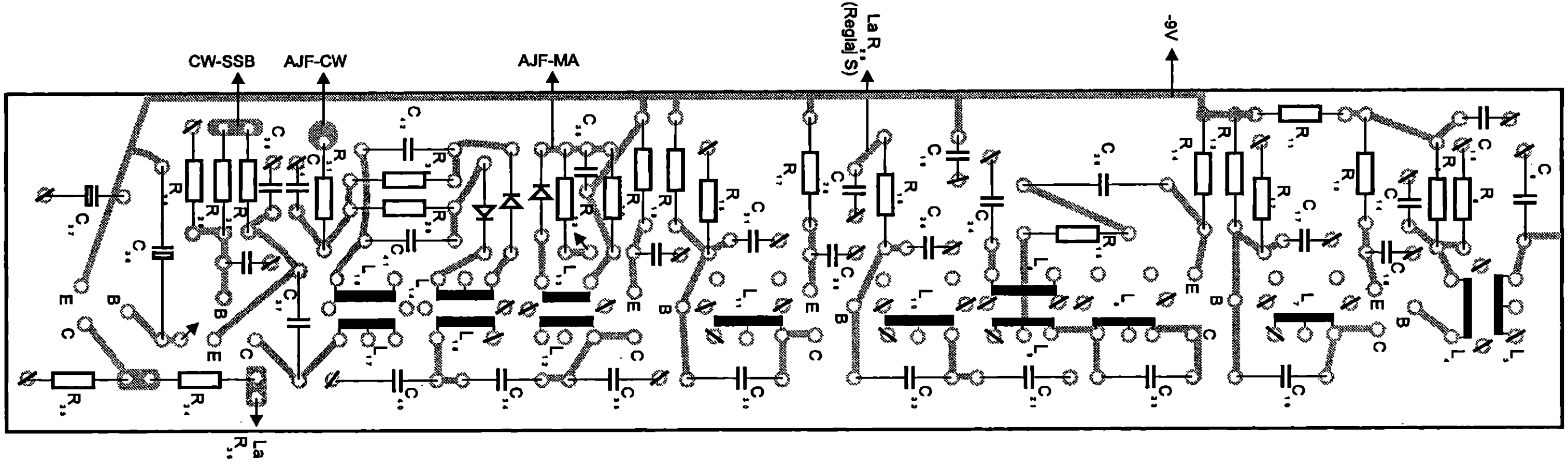

ANT
C1 4,7 p
C3 100 p
C4 10-40 p
C2 100 p
CV 390 p
L1 L2
C5
R1 100
R2 12 k
R3 5,6 k
9V1Z
R5 5,6 k
C6 10 n
R6 12 k
CV 390 p
C11 10-40 p
C12 100 p
C13 100 p
C10 4,7 p
C9 1,5 n
L5
R7 2,2 k
47
T1
T2
C6 56 p
L3
L4
R8 12 k
R9 5,6 k
C14 10 n
C7 10 n
R4 2,2 k
L6
L9
L10
C22 1 n
C21 10 p
C20 2 n
R15 47
C23
L8
T4
R14 2,2 k
-12 V
C24 160 p
C26 47 p
C26 100 p
C27 200 µ
R12 15 k
C18
C17 4,7 n
C15
R11 150
C19 100 n
T3
L7
R10 2,2 k
C16 100 n
R16 5,6 k
T5
C30 1 n
C29 47 p
R17 2,2 k
C31 22 n
L11
L12
L13
R18 15 k
R19 5,6 k
T6
C33 1 n
C32
R20 2,2 k
AJF (MA)
D1
R21 22 k
R23 12 k
R22 56 k
C35 4,7 n
T7
C36 5 µ
R25 100 k
R24 150 k
CW, SSB
C34 10 p
C45 5-50 p
L16
L17
C37 1 n
C38 47 n
R28 15 k
T8
R27 2,2 k
R26 5,6 k
C39 47 n
C40 1 n
L14 L15
C41 100 p
C42 100 p
D3
D2
R29 6,2 k
R30 6,2 k
C43 4,7 n
R31 8,2 k
C44 4,7 n
AJF (CW, SSB)

Fig. 3.5



Cablaj fig. 3.5

la care au fost schimbate capacitățile de acord. Toate condensatoarele de trecere și de decuplare sunt ceramice, de tip plachetă.

Tranzistorul T_1 îndeplinește rolul de amplificator de înaltă frecvență pe 28-30 MHz. Tranzistorul T_2 are rolul de mixer, iar T_3 de oscilator local pe frecvența de 30,7-32,7 MHz. Înfășurările L_1 și L_5 sunt executate pe carcase standard din material plastic (cum sunt cele folosite în receptoarele „Atlantic", „Pacific" sau „Maestro", în circuitele de unde scurte).

Datele bobinelor sunt prezentate în tabelul care urmează; L_3, L_7, și L_9 sunt realizate pe carcase de tipul celor folosite în receptorul „Mamaia", în lanțul de 10,7 MHz (cod 2337). Aceste bobine au fost transformate conform tabelului cu datele înfășurărilor, prin îndepărtarea bobinelor originale și a condensatoarelor de acord. Circuitul L_3C_6 este acordat în mijlocul benzii, pe frecvența de 29 MHz, iar circuitul $L_7C_{16}C_{17}$ – pe frecvența de 2,7 MHz.

Circuitul L_6 C_{24} rezonează pe frecvența de 2,93 MHz. Cea de-a doua frecvență intermediară, de 230 kHz, are două etaje de amplificare, dintre care primul este comandat cu semnal de RAA. Cele patru transformatoare de frecvență intermediară, L_8, L_{10}, L_{11}, L_{12}, L_{14} și L_{16}, sunt realizate pe carcase de frecvență intermediară de la receptorul „Mamaia", de 470 kHz (cod 2137), de la care au fost îndepărtate condensatoarele originale de acord. La bobinele L_8, L_{10} și L_{11} nu s-a făcut nici o modificare (cu excepția excluderii condensatoarelor originale). La ultimul etaj amplificator de FI (circuitul L_{12}), peste înfășurarea originală se mai adaugă 100 de spire (înfășurarea pentru detecție MA). La circuitul oscilatorului local de bătăi (BFO), adică la înfășurarea L_{17}, se mai adaugă una secundară (L_{16}), formată din 30 de spire.

La circuitul detector de raport (L_{15}) se adaugă înfășurarea L_{14}, formată din 2 x 50 de spire.

Noile condensatoare de acord sunt de 1 nF (cele originale fiind îndepărtate), ceea ce face ca înfășurările originale, împreună cu noile condensatoare, să rezoneze pe frecvența de 230 kHz.

Receptorul este prevăzut cu reglaj automat al amplificării, precum și cu reglaj manual. Amplificatorul de RAA este realizat cu tranzistorul T_7.

Tranzistoarele T_1-T_6 sunt de tipul BF214, BF215, BF167, BF173, iar T_7 și T_8 – de tipul BC107-109.

Desenul cablajului imprimat este prezentat în figură. Pe placă nu sunt prevăzute circuitele amplificatorului de radiofrecvență și ale oscilatorului local (T_1 și T_2), care se realizează în cablaj clasic, în apropierea condensatorului variabil de 2 x 390 pF.

Punctele menționate cu asterisc pe desenul cablajului imprimat reprezintă puncte de masă și se unesc între ele cu circuite cât mai groase posibil.

Datele înfășurărilor

Nr. bobină	Nr. spire	ϕ Conductor (mm)	Carcasă	Observații
L_1	15	0,31	ϕ 6	Spiră lungă
L_2	2	0,31		Peste L_1
L_3	3	0,1	cod 2337	–

Nr. bobină	Nr. spire	ϕ Conductor (mm)	Carcasă	Observații
L_4	1	0,1	cod 2337	Peste L_3
L_5	14	0,31	ϕ 6	Priză la spira 1 (E) și spira 7 (G)
L_7	33	0,1	cod 2337	–
L_9	1 + 3	0,1	cod 2337	Capătul cu o spiră – la masă
L_6	30	0,1	cod 2337	Peste L_9
L_8, L_{10}, L_{11}, L_{12}, L_{15}, L_{17}	–	–	cod 2137	Bobina originală
L_{13}	100	0,08	cod 2137	Peste L_{12}
L_{16}	30	0,08	cod 2137	Peste L_{17}
L_{14}	2 x 50	0,08	cod 2137	Peste L_{15}

Receptor cu intrare cascadă

Receptorul din fig. 3.6 are la intrare un amplificator de radiofrecvență în montaj cascadă, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2. Această schemă permite obținerea unei amplificări mari, fără a fi necesară o neutrodinare (ca în cazul folosirii unui montaj cu un singur tranzistor amplificator). Filtrul de la intrare, format din bobinele L_1 și L_2, cuplate slab inductiv, are o bandă de trecere de circa 2,5 MHz, în afara acestei benzi atenuarea fiind mare, ceea ce face ca valoarea semnalului imagine să fie mult redusă. De asemenea, datorită atenuării semnalelor din afara benzii utile, se reduce mult fenomenul de intermodulație dintre semnalul util și un eventual semnal (foarte puternic) plasat în afara benzii utile.

Semnalul captat de antenă și amplificat care apare la bornele bobinei L_3 este cules de pe o priză intermediară și aplicat pe baza primului tranzistor mixer, T_4. Pe emitorul aceluiași tranzistor este aplicat semnalul oscilatorului local.

În circuitul de colector al primului mixer se află un filtru de bandă acordat pe frecvența de 10,7 MHz, format din circuitele L_6 și L_7. De pe înfășurarea secundară a lui L_7, semnalul primei frecvențe intermediare este aplicat pe baza celui de-al doilea mixer (T_6). Tot pe baza acestuia se aplică, printr-o capacitate de 4,7 pF, semnalul celui de-al doilea oscilator local (T_5), a cărui frecvență este stabilizată cu ajutorul cristalului Q.

La ieșirea celui de-al doilea mixer (T_6) se află conectat un filtru (L_8) acordat pe frecvența de 455 kHz – cea de-a doua frecvență intermediară. În continuare sunt două etaje amplificatoare ale celei de-a doua frecvențe intermediare, realizate cu tranzistoarele T_7 și T_8. Ultimul filtru de frecvență intermediară are ca sarcină, în circuitul secundar (L_{11}), dioda detectoare D_3 și rezistența de sarcină de 22 kΩ.

Receptorul are un circuit de reglaj automat amplificat al sensibilității (RAS), realizat cu tranzistorul T_9. În serie cu rezistența de sarcină de 12 kΩ din circuitul colectorului lui T_9 se află conectat instrumentul „S“, a cărui indicație este dependentă de mărimea semnalului recepționat.

Sensibilitatea receptorului se poate regla și manual, cu ajutorul potențiometrului de 100 kΩ (marcat cu „S"). Deoarece și amplificatorul de antenă (T_1 și T_2) este comandat cu semnal RAS, se reduce substanțial fenomenul de intermodulație în primul mixer în cazul apariției unui semnal foarte puternic (de exemplu, cel al emițătorului propriu). În acest fel se poate controla în receptor chiar emisiunea proprie.

Pentru recepționarea emisiunilor de telegrafie (CW) și a celor numai cu o bandă laterală (SSB), se folosesc un detector de produs (D_4 și D_5), filtrul de frecvență intermediară L_{12}-L_{13} și oscilatorul local de bătăi (BFO), compus din tranzistorul T_{10} și filtrele L_{14}-L_{15}.

Amplificatorul de audiofrecvență este realizat după o schemă clasică, de aceea nu necesită o descriere separată.

Recomandări

Pentru a se asigura o bandă de trecere de ordinul a 3 MHz pentru filtrul de la intrare, distanța dintre exterioarele bobinelor L_1 și L_2 trebuie să fie de 1,5 mm.

În figură este prezentat desenul cablajului imprimat. Distanțele dintre orificii au fost astfel alese încât să poată fi folosite componentele radio cele mai des întâlnite: rezistențe de 0,5 W, condensatoare de decuplare ceramice tip plachetă, transformatoare de FI folosite la receptoarele „Albatros", „Select" (varianta tranzistorizată) sau „Maestro" (cele de 470 kHz).

Condensatoarele de 1000 pF de la filtrele de frecvență intermediară (de 455 kHz) sunt cu stiroflex.

În figura 3.6, circuitele desenate cu linie groasă nu sunt prevăzute pe placa cu cablaj imprimat; acestea vor fi executate cu componente și conexiuni exterioare separate.

În cazul în care nu dispunem de instrumentul „S", în locul prevăzut pentru conectarea acestuia se va monta o punte conductoare.

Pentru trecerea din poziția „MA" în poziția „CW + SSB" se poate folosi un comutator de la receptorul S-631 T (comutatorul de game).

Pe desenul cablajului imprimat, circuitele trasate punctat reprezintă legături între diferite porțiuni din circuit situate la distanță și vor fi executate cu conductor izolat. În mod similar se vor conecta între ele și punctele marcate cu săgeți (→ ←).

Realizarea cablajului imprimat

Se decupează desenul cablajului imprimat și se aplică pe o placă din pertinax sau sticlotextolit placat cu folie din cupru, cu dimensiunile de 230 x 80 mm. Desenul se suprapune pe suprafața metalizată. Cu ajutorul unui obiect metalic ascuțit se marchează, prin înțepare, toate punctele de pe cablajul imprimat. În aceste locuri vor fi practicate găuri cu diametrul de 1-1,2 mm, în care se vor implanta piesele. Găurile în care se fixează terminalele ecranelor metalice ale circuitelor de frecvență intermediară vor fi lărgite până la diametrul de 1,8-2 mm, iar cele de prindere a condensatorului variabil se vor executa cu diametrul de 3,3 mm.

Condensatorul variabil este folosit la receptoare românești care au bandă de unde ultrascurte. De la aceste condensatoare se folosesc numai cele două secțiuni mici, destinate benzilor de UUS (două plăci rotoare și o placă statoare). Fixarea condensatorului variabil de placă se face cu două șuruburi M3. Ecranul metalic care separă cele două secțiuni se va conecta separat la masă.

Aparatul este prevăzut cu indicator de intensitate a semnalelor recepționate (S), folosind în acest scop un instrument utilizat la magnetofoane (cu sensibilitatea de ordinul a 400-600 μA). Cristalul Q are frecvența de rezonanță de 10,245 MHz.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	Carcasă	Observații
L_1	6	CuAg ϕ 1 mm	ϕi pas 0,5	Priză la spira 1
L_2	6	CuAg ϕ 1 mm	ϕi 5 pas 0,5	Priză la spira 1,5 (distanța între L_1 și L_2 este de 1,5 mm)
L_3	5	CuAg ϕ 1 mm	ϕi 5 pas 1	Priză la spira 1,5
L_4	2,25	CuEm ϕ 0,3 mm	De la bloc UUS, pas 1,5	Se poate folosi bobina oscilatorului local din bloc UUS
L_5	1,25	CuEm ϕ 0,5 mm	Aceeași de la L_4	Se bobinează la distanța de 4 mm față de L_5
L_6, L_7	Trafo FI de 10,7 MHz – (cod 2307 sau 6006)			
L_8, L_9, L_{10}, L_{12}, L_{14}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	Armături complete de trafo FI (470 kHz)	
L_{11}	50	CuEm ϕ 0,1 mm	Armături complete de trafo FI (470 kHz)	L_{11} peste L_{10}
L_{13}	2 x 30	CuEm ϕ 0,1 mm	Armături complete de trafo FI (470 kHz)	L_{13} peste L_{12}
L_{15}	50	CuEm ϕ 0,1 mm	Armături complete de trafo FI (470 kHz)	L_{15} peste L_{14}
SRF	15	CuEm ϕ 0,3 mm	ϕi 3	Spiră lângă spiră, fără carcasă

Dispozitivele semiconductoare folosite

- T_1-T_4: BF200, BF181-183 (BF214, BF215)
- T_5-T_8: BF214-215 (BF167, BF173)
- T_9, T_{10}, T_{12}: BC107-109
- T_{11}: Orice tranzistor pnp cu germaniu, de joasă frecvență
- $T_{13} - T_{14}$: Orice pereche (pnp-npn) de tranzistoare complementare cu germaniu folosite în etajele finale (cu $P_{dis.\ min.}$ de 200 mW). Se poate folosi și o pereche de tranzistoare complementare cu siliciu; în acest caz, rezistența de 100 Ω dintre bazele lui T_{13} și T_{14} se va înlocui cu una de 390 Ω.

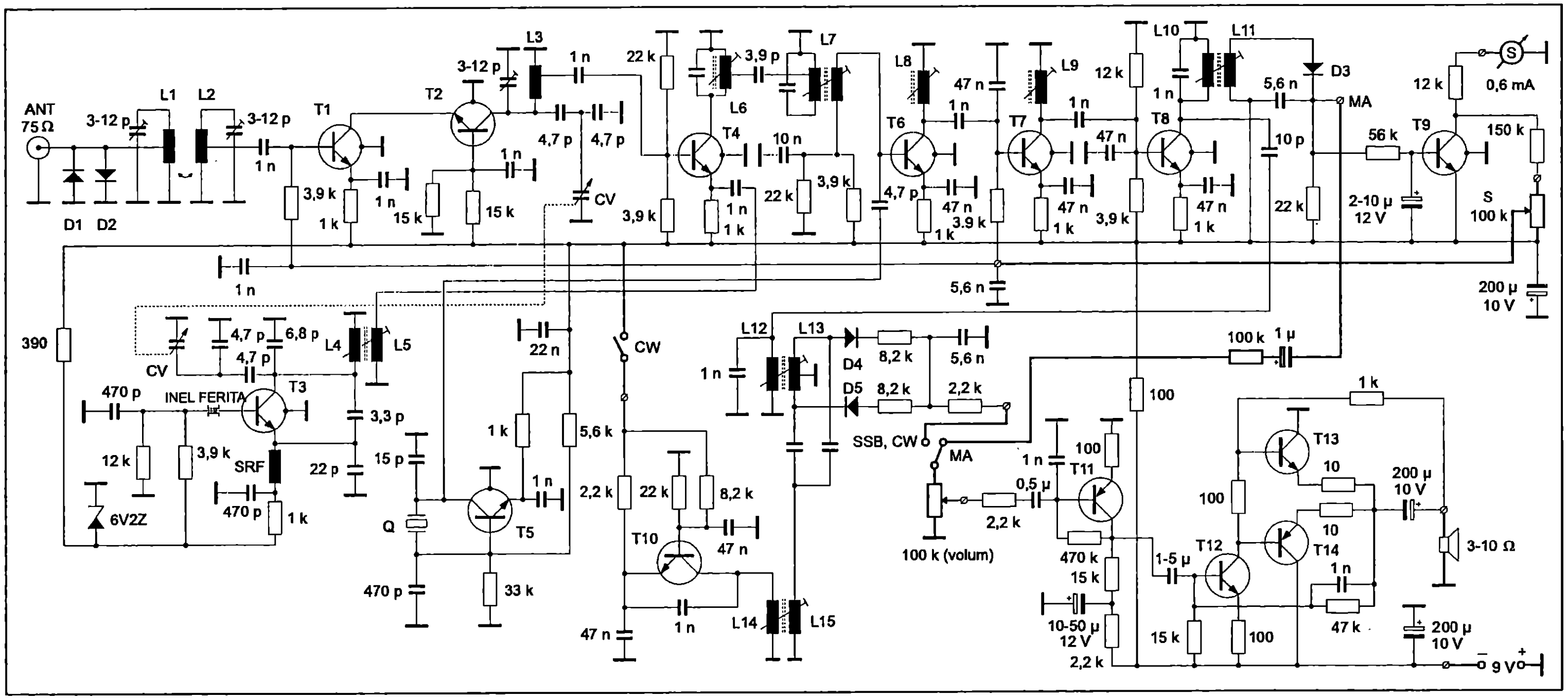
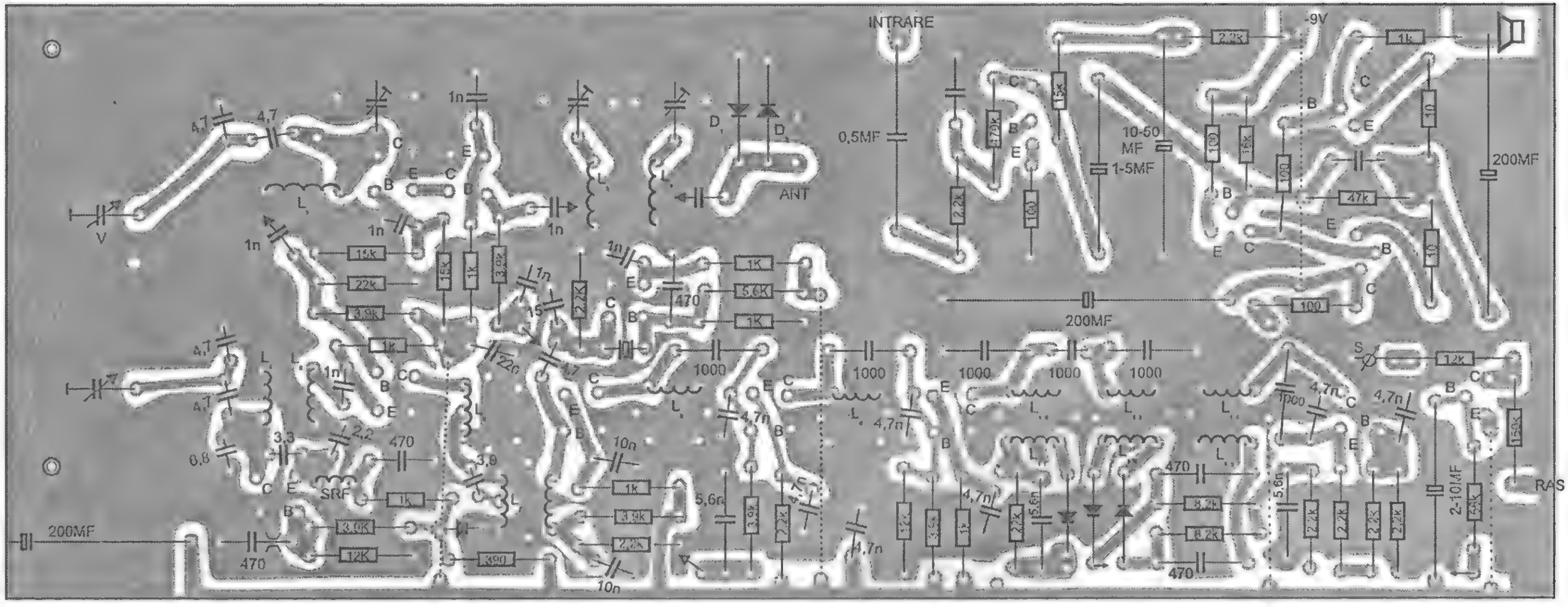

ANT
75 Ω
D1
D2
L1
L2
3-12 p
3-12 p
1 n
T1
3,9 k
1 k
1 n
T2
3-12 p
L3
1 n
4,7 p
4,7 p
1 n
15 k
15 k
CV
22 k
3,9 k
3,9 p
L6
L7
T4
10 n
1 n
1 k
22 k
3,9 k
4,7 p
L8
T6
47 n
1 n
47 n
1 k
3,9 k
5,6 n
L9
T7
1 n
47 n
47 n
1 k
3,9 k
L10
L11
12 k
1 n
T8
47 n
1 k
5,6 n
D3
MA
10 p
22 k
56 k
T9
12 k
0,6 mA
150 k
2-10 µ
12 V
S
100 k
200 µ
10 V
1 n
390
CV
4,7 p
6,8 p
4,7 p
L4
L5
470 p
INEL FERITA
T3
3,3 p
12 k
3,9 k
SRF
22 p
15 p
6V2Z
470 p
1 k
Q
470 p
1 k
5,6 k
1 n
T5
33 k
22 n
CW
2,2 k
22 k
8,2 k
T10
47 n
1 n
47 n
L14
L15
L12
L13
1 n
D4
D5
8,2 k
8,2 k
5,6 n
2,2 k
SSB, CW
MA
100 k (volum)
2,2 k
100 k
1 µ
100
1 n
T11
0,5 µ
470 k
15 k
10-50 µ
12 V
2,2 k
1 k
T13
10
100
T12
T14
10
1-5 µ
1 n
47 k
15 k
100
200 µ
10 V
3-10 Ω
200 µ
10 V
9 V

Fig. 3.6


INTRARE
-9V
0,5MF
10-50 MF
1-5MF
200MF
ANT
SRF
RAS
2-10MF
4,7
1n
22k
3,9k
15k
1k
3,9k
2,2K
470
5,6K
1K
1000
4,7n
10n
3,3
6,8
2,2
3,9
390
12K
5,6n
4,7n
2,2k
3,3k
12k
4,7n
8,2k
100
10
47k
150k
S

Cablaj 3.6

- D_1, D_2: Diode cu siliciu folosite la protecția circuitelor de intrare ale receptoarelor. În lipsa acestora, spațiul prevăzut pe cablajul imprimat se va lăsa liber.
- D_3, D_4, D_5: Orice diode de detecție cu germaniu. Este bine ca D_4 și D_5 să aibă valorile rezistențelor directe cât mai apropiate.

Receptor cu zgomot propriu foarte redus

În receptorul prezentat se folosesc tranzistoare pnp cu germaniu. S-a renunțat la folosirea unui cristal de cuarț și s-a adoptat varianta unui oscilator care folosește numai circuite LC.

Schema electrică de principiu este prezentată în fig. 3.7. Tranzistorul T_1 este conectat într-un montaj neutrodinat (semnalele se aplică simultan pe bază și emitor, cu faze opuse) și amplifică semnalul cules din antenă. Filtrul de bandă realizat cu inductanțele L_1 și L_2 asigură o bandă de trecere de ordinul a 2,5-3 MHz, atunci când distanța dintre cele două bobine este de 1 mm. Semnalul amplificat este selectat de circuitul acordat format din inductanța L_3 și capacitățile aferente. Pentru asigurarea unui acord corect în domeniul de frecvențe 144-146 MHz au fost folosite condensatorul variabil CV și cele două condensatoare (unul în serie și unul în paralel) de 4,7 pF.

De pe o priză a bobinei L_3, semnalul se aplică pe baza tranzistorului T_2, care îndeplinește rolul de mixer. Oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO) este realizat cu tranzistorul T_3. A fost folosit un montaj cu baza la masă și cu cuplaj capacitiv între colector și emitor. Acordul în bandă se face cu condensatorul variabil CV în serie și paralel, cu două capacități de 4,7 pF. Semnalul oscilatorului local, cules de pe o priză a bobinei L_4, se aplică pe emitorul mixerului. În circuitul de colector al mixerului este selectată prima frecvență intermediară, a cărei valoare este egală cu diferența dintre valoarea frecvenței oscilatorului local și cea a semnalului captat de antenă. Valoarea primei frecvențe intermediare este de 5,5 MHz. A fost aleasă această frecvență pentru a putea folosi carcase și miezuri din ferită de tipul celor utilizate în receptoarele „Cora", „Albatros", „Milcov" etc., de regulă, pentru frecvența de 470 kHz. În acest mod, toate transformatoarele de frecvență intermediară vor fi de același tip (diferențele constând în numărul de spire al bobinelor).

Semnalul cu frecvența de 5,5 MHz este trecut printr-un filtru de bandă, format din circuitele L_5 și L_6, precum și din capacitățile respective. Cuplajul între cele două circuite este capacitiv. În continuare, semnalul este aplicat pe baza lui T_4, care are dublul rol de oscilator și mixer. Ca oscilator, el funcționează în montaj cu baza la masă și cu cuplaj inductiv între colector și emitor, iar ca mixer – în montaj cu emitorul la masă. Cea de-a doua frecvență intermediară, cu valoarea de 470 kHz, este selectată de circuitul acordat format din inductanța L_{10} și capacitatea de 1 nF conectată în paralel. Mai departe, acest semnal este aplicat celui de-al doilea filtru FI (L_{11} și capacitățile auxiliare), de unde se trimite pe baza primului etaj amplificator al frecvenței intermediare – T_5. Tot pe baza acestui tranzistor se aplică și semnalul de reglaj al amplificării, prin rezistența de 3,9 kΩ. De aici, semnalul se aplică ultimului etaj amplificator al frecvenței intermediare – T_6 – după care urmează detecția și etajul amplificator al semnalului de reglaj automat al amplificării (RAA), realizat cu tranzistorul T_7. Sensibilitatea receptorului se poate regla și manual, acționând potențiometrul de 100 kΩ notat pe schemă cu „S" (sensibilitate).

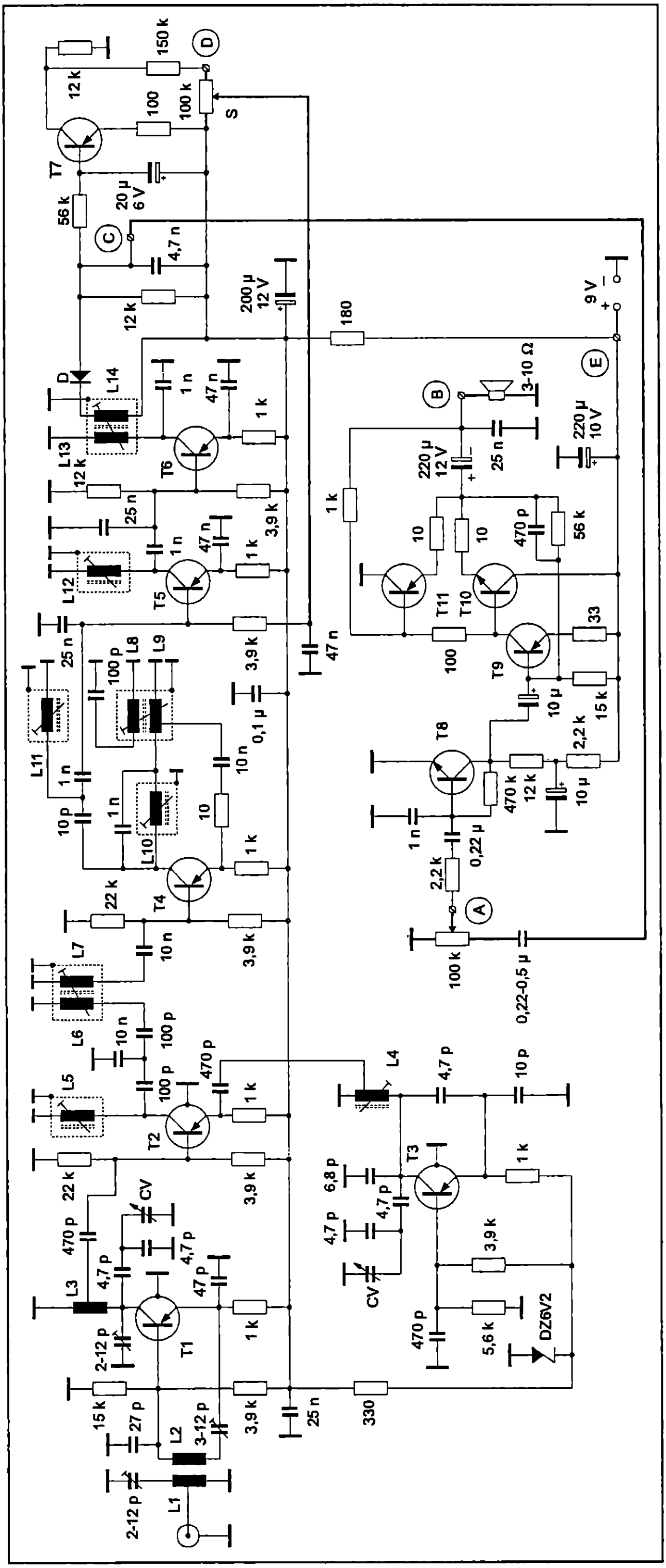
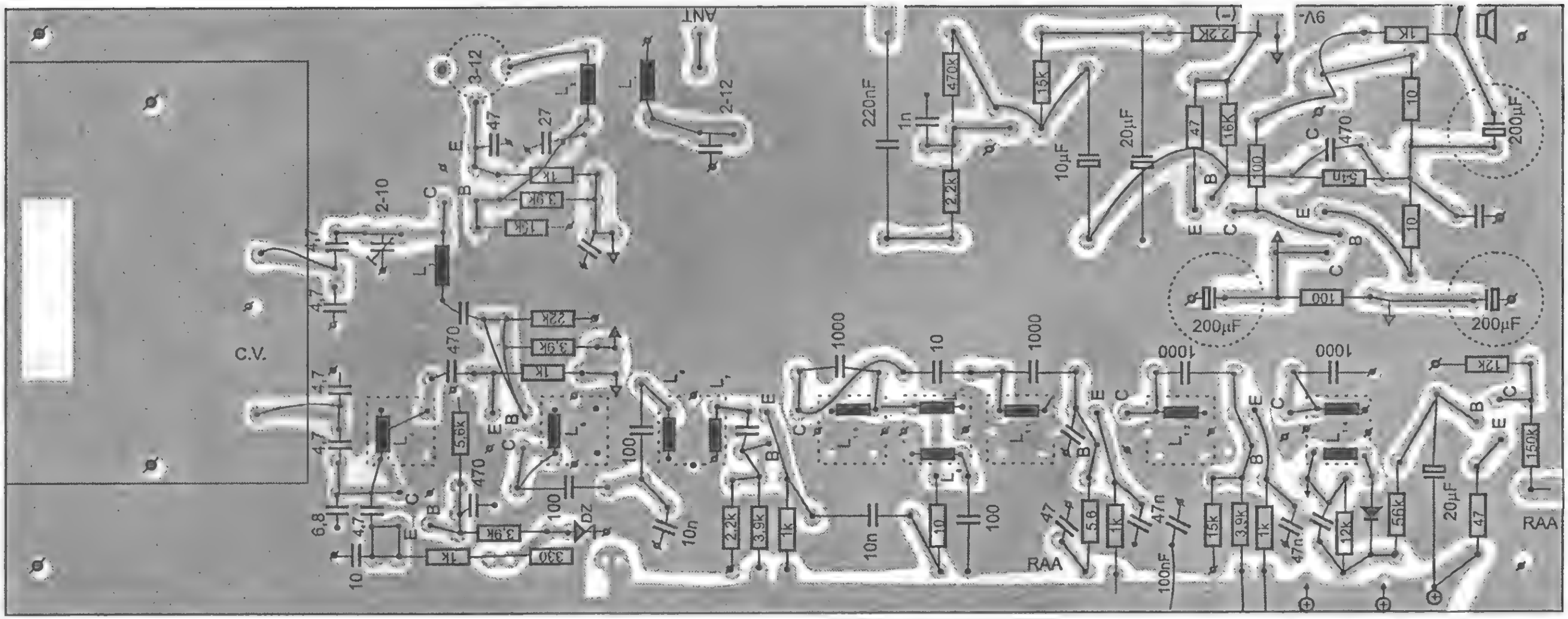

150 k
D
12 k
100
100 k
S
T7
20 µ 6 V
56 k
C
4,7 n
200 µ 12 V
12 k
180
9 V
D
L14
1 n
47 n
1 k
3-10 Ω
B
E
L13
12 k
T6
220 µ 12 V
25 n
220 µ 10 V
25 n
1 n
47 n
1 k
3,9 k
1 k
10
470 p
56 k
L12
T5
T11
T10
33
25 n
100 p
L8
L9
3,9 k
47 n
100
T9
0,1 µ
10 µ
15 k
L11
1 n
T8
10 n
10 p
1 n
10
470 k
12 k
2,2 k
10 µ
L10
1 k
1 n
0,22 µ
22 k
T4
2,2 k
A
10 n
3,9 k
100 k
0,22-0,5 µ
L7
L6
10 n
100 p
100 p
470 p
L4
4,7 p
10 p
L5
1 k
T2
T3
22 k
3,9 k
CV
6,8 p
4,7 p
470 p
4,7 p
4,7 p
4,7 p
1 k
L3
47 p
T1
3,9 k
2-12 p
1 k
470 p
5,6 k
DZ6V2
15 k
27 p
L2
3-12 p
3,9 k
25 n
330
2-12 p
L1

Fig. 3.7


C.V.
ANT
9V-
RAA
RAA
200µF
200µF
200µF
220nF
1n
470k
15k
10µF
20µF
2.2k
2.2K
47
16K
100
470
10
1K
100
10
1000
1000
1000
1000
4.7
4.7
2-10
3-12
2-12
47
27
1K
3.9K
1K
22K
3.9K
1K
470
4.7
4.7
5.6K
470
3.9K
1K
6.8
4.7
10
100
DZ
330
10n
10n
2.2K
3.9K
1K
10
100
47
5.6
1K
47n
100nF
15K
3.9K
1K
47n
12K
56K
20µF
47
150K
12K

Cablaj 3.7

Amplificatorul de joasă frecvență este realizat cu tranzistoarele $T_8 - T_{11}$. Dacă se respectă valorile componentelor indicate pe schemă, montajul va funcționa de la prima încercare. La realizarea receptorului au fost folosite următoarele componente radio: condensatorul variabil este de tipul celor utilizate în receptoarele care au și bandă de unde ultrascurte, realizate de „Electronica". Toate transformatoarele de frecvență intermediară sunt de același tip (așa cum s-a menționat mai înainte) și diferă doar numărul de spire folosit. Rezistențele sunt de 0,25 W sau 0,5 W. Se pot folosi și alte tipuri de rezistențe, cu condiția să poată fi implantate pe cablajul imprimat. Condensatoarele electrolitice de 200 μF / 12 V sunt cu terminalele situate de aceeași parte (pentru a fi implantate în cablajul imprimat).

Piesele și circuitele desenate punctat nu sunt prevăzute pe placa de circuit imprimat; acestea se vor monta pe panoul frontal al receptorului.

Deoarece s-a folosit la intrare tranzistorul AF239, receptorul este deosebit de „silențios".

Tranzistoarele utilizate

- T_1: AF239 (139,106);
- T_2: AF106 (124,125,126);
- T_3: AF124 (125,126,106);
- T_4-T_6: EFT317 (319);
- T_7, T_9, T_{11}: EFT321 (322, 323); AC180 (184);
- T_8, T_{10}: AC181 (183,185); EFT373 (377).

Bobină	Nr. de spire	Conductor	ϕ carcasă (mm)	Pas (mm)	Observații
L_1	6	CuEm ϕ 0,9	6	1	Priză la 1,25 sp.
L_2	6	CuEm ϕ 0,9	6	1	–
L_3	5	CuEm ϕ 0,9	6	1	Priză la spira 1
L_4	3,25	CuAg ϕ 8	–	1	Carcasă de la bloc UUS; priză la 0,25 spire
L_5, L_6	20	CuEm ϕ 0,15	Trafo FI	–	
L_7	1,25	CuEm ϕ 0,15	Trafo FI	–	L_7 peste L_6
L_8	18	CuEm ϕ 0,15	Trafo FI	–	
L_9	1 + 3	CuEm ϕ 0,15	Trafo FI	–	L_8 peste L_9
L_{10}-L_{13}	70	CuEm ϕ 0,09	Trafo FI	–	
L_{14}	50	CuEm ϕ 0,09	Trafo FI	–	L_{14} peste L_{13}

Receptor de trafic

Pentru a realiza performanțe în banda de 145 MHz alocată radioamatorilor este necesară folosirea unui receptor de clasă superioară, care să permită recepționarea unor semnale slabe. Deci, în primul rând, receptorul trebuie să fie sensibil și selectiv.

Receptorul prezentat în fig. 3.8 are o sensibilitate mai bună de 1 μV (de ordinul a 0,2-0,4 μV), iar selectivitatea este dictată de filtrul cu cristale folosit și de circuitele celei de-a doua frecvențe intermediare, de 460 kHz. Acest montaj este cu triplă schimbare de frecvență. Semnalul captat de antenă este aplicat unui filtru trece-bandă, format din L_1, L_2 și capacitățile aferente de acord. Semnalul este amplificat de tranzistorul cu efect de câmp T_1, de tip BF245. Etajul este neutrodinat cu ajutorul inductanței L_3. După amplificare, semnalul este aplicat celui de-al doilea filtru, care acoperă banda de 144-146 MHz, format din L_4 și L_5, după care se aplică pe poarta 2 (poarta de semnal) a tranzistorului cu efect de câmp cu dublă poartă, de tip 40604, 40673, BF961 etc.

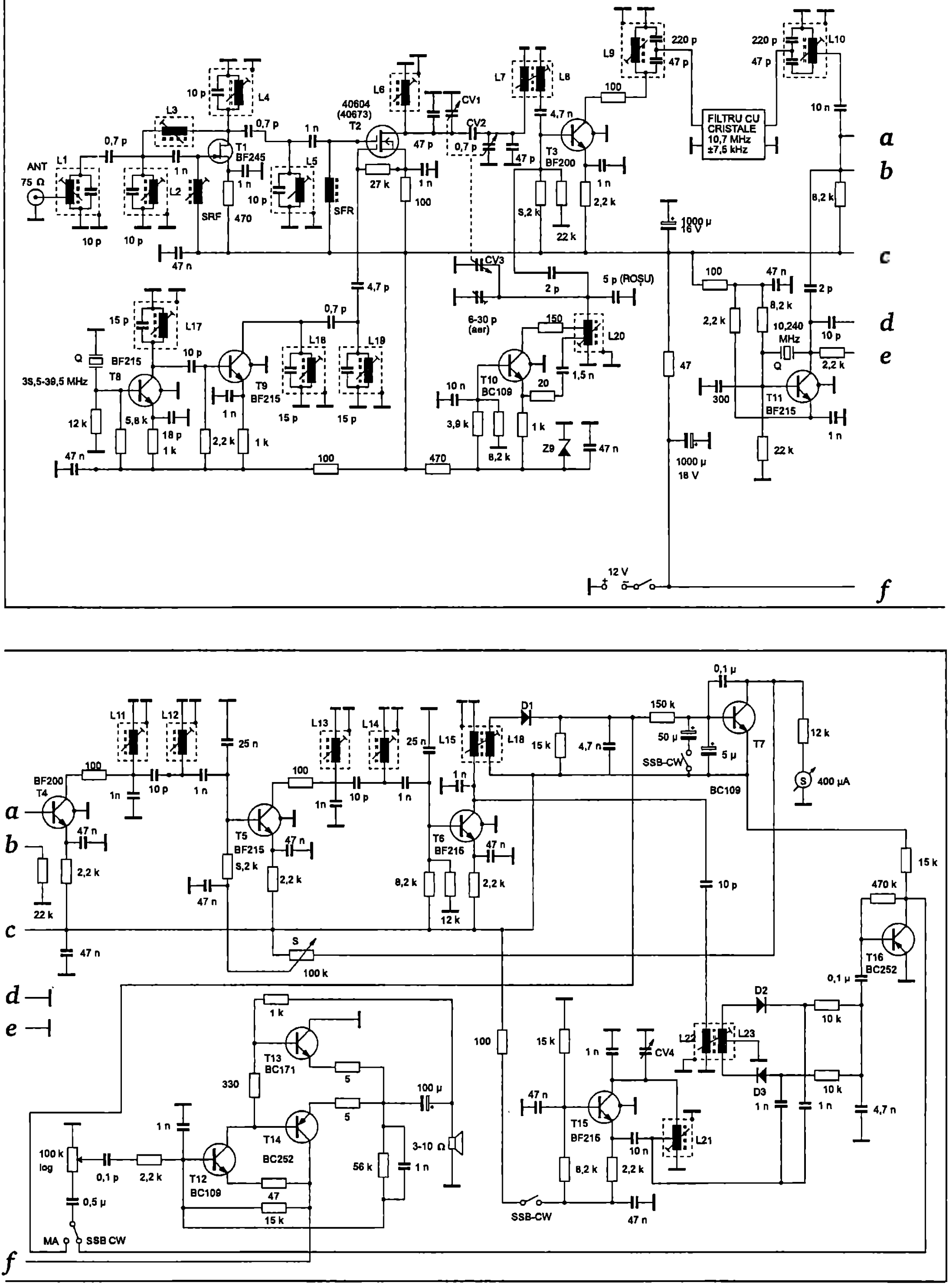
Folosirea unui tranzistor cu efect de câmp în etajul de intrare a permis obținerea unui raport semnal/zgomot mai bun decât dacă am fi utilizat tranzistoare bipolare, iar folosirea unui tranzistor de același tip, dar cu dublă poartă, la mixare a condus la înlăturarea intermodulației.

Prima frecvență intermediară este cuprinsă între limitele de 28 și 30 MHz în cazul în care la primul oscilator local folosim un cristal de 38,667 MHz.

Primul oscilator local (T_8) funcționează în regim overtone. Frecvența de bază a cristalului folosit poate fi de 3 sau de 5 ori mai mică decât frecvența de lucru a oscilatorului. De exemplu, dacă montajul funcționează pe frecvența de 38,667 MHz, atunci frecvența de bază a cristalului va fi de 12,889 MHz. Tranzistorul T_3 funcționează în regim de triplare și selectează semnalul cu frecvența de 116 MHz cu ajutorul filtrelor L_{18} și L_{19}. Acest semnal este aplicat pe poarta 1 a lui T_2. În drena acestuia se obține prima frecvență intermediară, care este variabilă în limitele 28-30 MHz.

Semnalul primei frecvențe intermediare este aplicat unui filtru selectiv, format din L_6, L_7, CV_1 și CV_2, după care ajunge pe baza celui de-al doilea mixer (T_3). Tot pe baza acestuia se aplică și semnalul de la cel de-al doilea oscilator local cu frecvență variabilă – VFO (T_{10}), care generează un semnal a cărui frecvență poate fi reglată între limitele de 17,3 MHz și 19,3 MHz cu ajutorul condensatorului variabil CV_3. Cea de-a doua frecvență intermediară are valoarea de 10,7 MHz. La ieșirea celui de-al doilea mixer (T_3) se află conectat un filtru cu cristale. Inductanțele L_9 și L_{10} și capacitățile aferente asigură o corectă adaptare a montajului la filtrul cu cristale. Cel de-al treilea oscilator local (T_{11}) are frecvența stabilizată cu un cristal de 10,240 MHz. Semnalul de la ieșirea filtrului cu cristale și cel de la oscilatorul local menționat se aplică aditiv pe baza celui de-al treilea mixer (T_4). Cea de-a treia frecvență intermediară are valoarea de 460 kHz și este amplificată de tranzistoarele T_5 și T_6. Semnalul detectat de dioda D_1 este aplicat concomitent la intrarea amplificatorului de audiofrecvență (T_{12}) și la cea a amplificatorului de reglaj automat al amplificării (sensibilității), RAA, realizat cu tranzistorul T_7. În serie cu rezistența de colector a acestuia se află conectat instrumentul indicator al mărimii semnalului recepționat (S), care are sensibilitatea de ordinul a 400-600 μA. Din colectorul ultimului etaj AFI (T_6), prin intermediul unei capacități de 10 pF, semnalul cu frecvența de 460 kHz se aplică filtrului L_{22}, de unde, defazat și simetrizat de L_{23}, ajunge la detectorul de produs realizat cu diodele D_2 și D_3, care efectuează detecția semnalelor telegrafice și SSB. Tot aici se aplică și semnalul celui de-al doilea oscilator cu frecvență variabilă (BFO), realizat cu tranzistorul T_{15}. Frecvența acestui oscilator poate fi variată, în limitele a câțiva kHz, în jurul valorii de 460 kHz cu ajutorul condensatorului variabil miniatură CV_4.

Semnalul de telegrafie sau SSB, înainte de a fi aplicat amplificatorului de audiofrecvență, este preamplificat de tranzistorul T_{16}.


ANT
75 Ω
L1
L2
L3
L4
L5
T1
BF245
SRF
SFR
470
10 p
0,7 p
1 n
47 n
40604
(40673)
T2
L6
CV1
CV2
27 k
100
47 p
L7
L8
4,7 n
T3
BF200
5,2 k
22 k
2,2 k
L9
220 p
47 p
100
FILTRU CU
CRISTALE
10,7 MHz
±7,5 kHz
L10
10 n
8,2 k
1000 µ
16 V
CV3
2 p
5 p (ROȘU)
6-30 p
(aer)
150
L20
1,5 n
T10
BC109
20
3,9 k
1 k
Z9
8,2 k
47
1000 µ
18 V
L17
15 p
Q
BF215
T8
3S,5-39,5 MHz
12 k
5,8 k
18 p
T9
BF215
L18
L19
4,7 p
0,7 p
2,2 k
100
470
a
b
c
d
e
f
12 V

L11
L12
L13
L14
L15
L18
D1
150 k
50 µ
SSB-CW
5 µ
0,1 µ
T7
BC109
12 k
S
400 µA
BF200
T4
100
1n
10 p
1 n
25 n
47 n
22 k
2,2 k
T5
BF215
S,2 k
T6
BF216
8,2 k
12 k
15 k
4,7 n
10 p
470 k
T16
BC252
100 k
1 k
T13
BC171
330
5
100 µ
T14
BC252
T12
BC109
47
15 k
56 k
3-10 Ω
0,5 µ
MA
SSB CW
CV4
L22
L23
L21
D2
D3
10 k
T15
BF215
4,7 n

Fig. 3.8

Amplificatorul de joasă frecvență este realizat cu tranzistoarele T_{12}, T_{13} și T_{14} și are o putere de audiofrecvență de circa 0,4-0,5 W.

Cu ajutorul unui comutator (cu trei contacte) se face trecerea între ascultarea semnalelor cu modulație în amplitudine și a celor SSB-CW. Când se ascultă semnalele SSB sau CW, se conectează simultan și alimentarea oscilatorului BFO, precum și un condensator suplimentar de 50 μF în baza tranzistorului T_7, care permite obținerea unei constante mai mari de timp în circuitul de RAA (de ordinul a 2-3 secunde).

Datele înfășurărilor

Bobina	Nr. spire	Conductor	Priză la spira	Carcasă	Pas (mm)	Observații
L_1	4,25	CuAg ϕ 1 mm	0,5	UUS	1	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_2	3,75	CuAg ϕ 1 mm	–	UUS	1	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_3	11	CuEm ϕ 0,3 mm	–	UUS	–	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_4	3,75	CuAg ϕ 1 mm	–	UUS	1	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_5	3,75	CuAg ϕ 1 mm	–	UUS	1	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_6	6	CuEm ϕ 0,12 mm	–	2336	–	Ecran original
L_7	6	CuEm ϕ 0,12 mm	–	2336	–	Ecran original
L_8	1	CuEm ϕ 0,12 mm	–	2336	–	L_8 peste L_7
L_9	27	CuEm ϕ 0,2 mm	–	UUS-	–	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_{10}	27	CuEm ϕ 0,2 mm	10	UUS	–	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_{11}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	Ecran original
L_{12}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	Ecran original
L_{13}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	Ecran original
L_{14}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	Ecran original
L_{15}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	Ecran original
L_{16}	50	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	L_{16} peste L_{15}
L_{17}	9	CuEm ϕ 0,2 mm	–	UUS	–	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_{18}	4,75	CuEm ϕ 1 mm	–	UUS	1	Ecran 14 x 14 x 18 mm

Bobina	Nr. spire	Conductor	Priză la spira	Carcasă	Pas (mm)	Observații
L_{19}	4,75	CuEm ϕ 1 mm	–	UUS	1	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_{20}	10	CuEm + mătase ϕ 0,4 mm	2 și 5	UUS	–	Ecran 14 x 14 x 18 mm
L_{21}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	15	FI	–	Ecran original
L_{22}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	Ecran original
L_{23}	30 + 30	CuEm ϕ 0,1 mm	–	FI	–	L_{23} peste L_{22}

Receptor CU TDA 1046

Folosirea unor circuite integrate în componența receptoarelor de trafic conduce la simplificarea realizării acestora de către radioamatori. În receptorul prezentat în continuare s-au folosit două circuite integrate realizate de IPRS-Băneasa – TDA1046 și βM3189.

Aparatul este destinat recepționării semnalelor cu modulație de frecvență în banda de 2 m (144-146 MHz) și reprezintă o superheterodină cu dublă schimbare de frecvență (fig. 3.9).

Semnalele captate de antenă sunt aplicate pe borna coaxială de la intrarea receptorului și străbat un filtru de tipul trece-bandă, format din inductanțele L_1, L_2 și condensatoarele trimer de acord C_1, C_2. Amplificatorul de radiofrecvență este realizat cu un tranzistor de tip BFY90. Se pot folosi și alte tranzistoare, cu parametri superiori comparativ cu BFY90, în scopul îmbunătățirii factorului de zgomot al receptorului.

Amplificatorul de radiofrecvență este realizat într-un montaj neutrodinat, în acest scop fiind folosit un dublu tor din ferită (de înaltă frecvență), de tipul celor folosite în unele televizoare ca adaptoare de impedanță 300 / 75 Ω.

Semnalul de radiofrecvență cules de pe o priză a bobinei L_2 se aplică pe baza tranzistorului BFY90 în serie cu înfășurarea L_3, care readuce în circuitul bazei o parte a semnalului amplificat, în antifază, realizând astfel neutrodinarea.

Semnalul amplificat de acest tranzistor este selectat de circuitul acordat L_6-C_6 și se aplică, în continuare, pe prima poartă a tranzistorului mixer de tip BF961. Pe poarta a doua a aceluiași tranzistor este aplicat semnalul cu frecvența variabilă în limitele 133,3-135,3 MHz (VFO). Oscilatorul cu frecvență variabilă este realizat cu tranzistorul BF215; semnalul generat, cules de pe o priză a bobinei L_7, este aplicat tranzistorului separator BF255 (repetor pe emitor), după care se aplică pe poarta a doua a tranzistorului BF961.

La ieșirea primului mixer (BF961) este conectat un filtru trece-bandă format din inductanțele L_8 și L_9 împreună cu cristalul dublu Q_1, acordat pe frecvența de 10,7 MHz. Acest filtru are o bandă de trecere de ordinul a 8,5 kHz (la 6 dB), având o neuniformitate în bandă de până la 1 dB între limitele de 6 kHz. Atenuarea la ±15 kHz este de cel puțin 40 dB.

Semnalul cu frecvența de 10,7 MHz, cules de pe înfășurarea L_{10}, se aplică pe intrarea amplificatorului din circuitul integrat TDA1046 (bornele 9-10). Acest circuit integrat

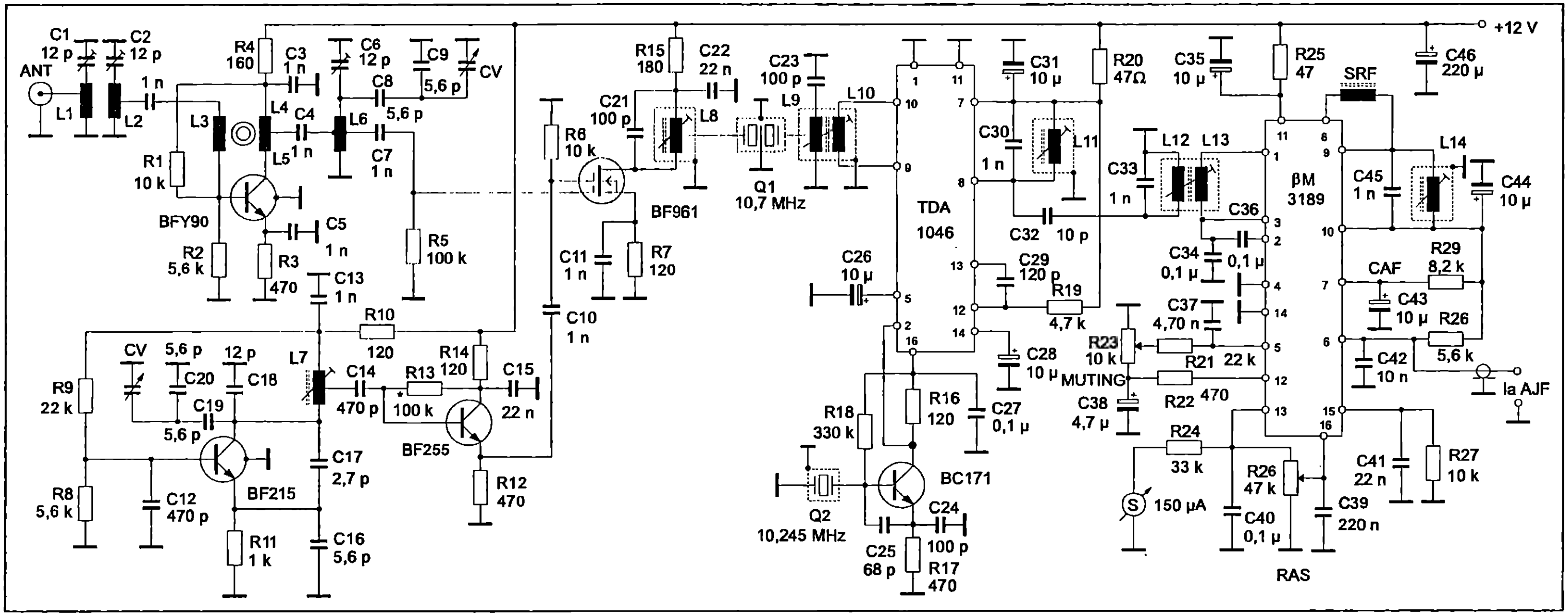

ANT
C1 12 p
C2 12 p
L1
L2
1 n
R4 160
C3 1 n
L3
L4
L5
C4 1 n
C6 12 p
C8 5,6 p
C9 5,6 p
CV
L6
C7 1 n
R1 10 k
BFY90
C5 1 n
R2 5,6 k
R3 470
R5 100 k
C13 1 n
R10 120
R14 120
C15 22 n
R12 470
CV 5,6 p
12 p
C20
C18
L7
C14 470 p
R13 100 k
BF255
R9 22 k
C19 5,6 p
C17 2,7 p
R8 5,6 k
C12 470 p
BF215
R11 1 k
C16 5,6 p
R15 180
C22 22 n
C21 100 p
L8
R6 10 k
BF961
C11 1 n
R7 120
C10 1 n
C23 100 p
L9
L10
Q1 10,7 MHz
C26 10 µ
TDA 1046
C31 10 µ
R20 47Ω
C30 1 n
L11
C32 10 p
C29 120 p
R19 4,7 k
C28 10 µ
R16 120
C27 0,1 µ
R18 330 k
BC171
Q2 10,245 MHz
C24
C25 68 p
R17 100 p
470
C35 10 µ
R25 47
SRF
C46 220 µ
L12
L13
C33 1 n
C36
C34 0,1 µ
0,1 µ
C37 4,70 n
R23 10 k
R21 22 k
MUTING
R22 470
C38 4,7 µ
R24 33 k
S 150 µA
R26 47 k
C40 0,1 µ
C39 220 n
RAS
βM 3189
L14
C45 1 n
C44 10 µ
R29 8,2 k
CAF
C43 10 µ
R26
C42 10 n
5,6 k
la AJF
C41 22 n
R27 10 k
+12 V

Fig. 3.9

îndeplinește rolul de amplificator al frecvenței de 10,7 MHz și de mixer, la ieșirea lui obținându-se a doua frecvență intermediară, de 455 kHz. Pentru obținerea acestei frecvențe a fost nevoie de un oscilator pilotat cu cristal (Q_2), realizat cu tranzistorul BC171. Frecvența de oscilație a acestui cristal este de 10,245 MHz. Circuitul integrat TDA1046 are încorporat un circuit de reglaj automat al amplificării (RAA) cu un domeniu de 40 dB.

La ieșirea lui TDA1046 (borna 8) este conectat un filtru trece-bandă acordat pe frecvența de 455 kHz, format din inductanțele L_{11}, L_{12} și condensatoarele de acord C_{30}-C_{33}. De la ieșirea acestui filtru (L_{13}), semnalul se aplică pe intrarea circuitului integrat ßM3189. Acest circuit integrat îndeplinește următoarele funcții: amplificator-limitator; detector de produs simetric și preamplificator audio cu distorsiuni mai mici de 0,1%; detector de nivel al purtătoarei, care furnizează semnalul de RAS cu pragul de acționare al sistemului RAS programabil (din potențiometrul semireglabil R_{26}). De asemenea, conține un sistem de blocaj reglabil (muting) când raportul semnal-zgomot este degradat. Acest reglaj se realizează cu potențiometrul R_{23}.

Aparatul este prevăzut cu un indicator al nivelului semnalului (un instrument cu sensibilitatea de 150 μA).

Realizare

Bobinele L_1, L_2 și L_6 au câte 6 spire din conductor CuAg (cu diametrul de 1 mm) și sunt realizate fără carcasă, cu diametrul interior de 6 mm și cu un pas între spire de 1 mm. Distanța între L_1 și L_2 este de 2 mm și fiecare dintre ele are câte o priză la 1,5 spire (numărând dinspre capătul „rece" al înfășurărilor). Bobina L_6 are priza la jumătatea numărului de spire.

Bobinele L_3, L_4 și L_5 sunt realizate pe un dublu tor din ferită, cum s-a precizat anterior, și conțin: L_3 – o spiră, L_4 – trei spire și L_5 – cinci spire. L_4 și L_5 sunt înseriate și realizate din conductor cu ϕ 0,5 mm, izolat cu vinilin.

L_7 are 2,75 spire din conductor CuEm ϕ 1 mm, cu priză la 0,5 spire, și este realizată pe o carcasă din cele folosite în blocul de UUS al receptorului „Gloria". L_8 și L_9 au fiecare câte 5 + 4 spire din conductor CuEm ϕ 0,18 mm (5 spire spre capătul rece), iar L_{10} are 2 spire, fiind realizate pe suporturi și carcase folosite în transformatoarele de frecvență intermediară din receptoarele „Gloria". Bobinele L_{11}, L_{12} și L_{14} sunt identice: conțin câte 72 de spire din conductor CuEm ϕ 0,1 mm și sunt realizate pe același tip de carcasă ca și L_8 și L_9. Bobina L_{13} are 15 spire din același conductor. Șocul de radiofrecvență SRF conține 200 de spire din conductor CuEm ϕ 0,1 mm, bobinate pe un bastonaș din ferită cu diametrul de 3 mm și lungimea de 15 mm.

Deoarece aparatul este prevăzut cu un instrument indicator al mărimii semnalului recepționat, acordul diferitelor circuite se poate face pe maximum de indicație al acestuia, în special la circuitele de intrare L_1 și L_2.

Receptor cu MC3357

Elementul de noutate este circuitul integrat MC3357, care efectuează amplificarea de FI, limitarea în amplitudine, schimbarea de frecvență și detecția MF (fig. 3.10).

Primul tranzistor, de tip BF966, este amplificator RF, iar al doilea, BF256, are rolul de mixer.

În drena acestui tranzistor, semnalul este de 10,7 MHz, fiindcă, așa cum se observă, în poartă primește semnalul de la amplificatorul RF, iar în sursă – semnalul

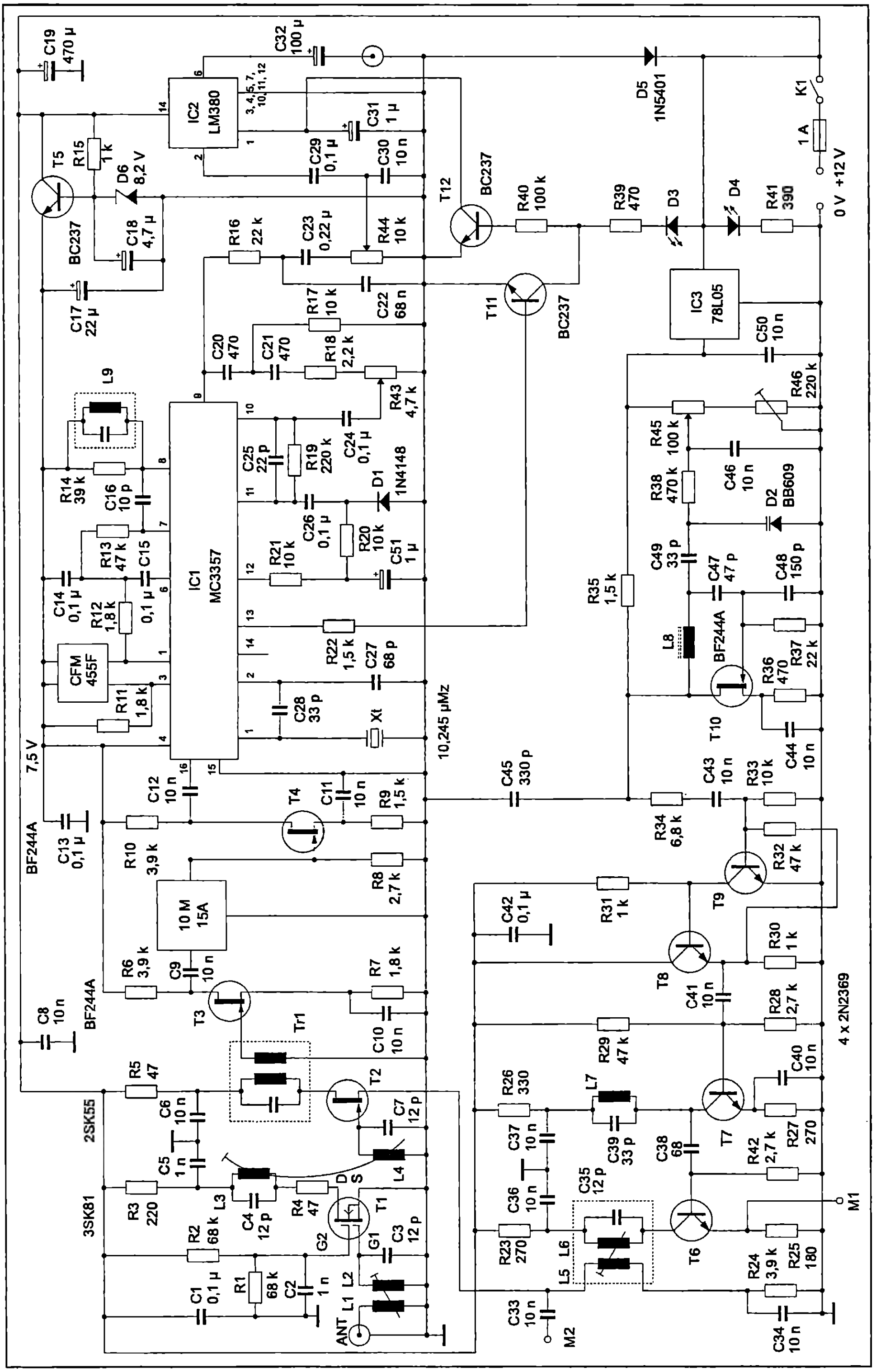

C19 470 µ
C32 100 µ
IC2 LM380
C31 1 µ
C29 0,1 µ
C30 10 n
T5
R15 1 k
D6 8,2 V
BC237
C18 4,7 µ
C17 22 µ
R16 22 k
C23 0,22 µ
R44 10 k
T12
BC237
R40 100 k
R39 470
D3
D4
R41 390
D5 1N5401
K1
1 A
0 V +12 V
R17 10 k
C22 68 n
T11
BC237
IC3 78L05
C50 10 n
C20 470
C21 470
R18 2,2 k
L9
R43 4,7 k
C24 0,1 µ
C25 22 p
R19 220 k
D1 1N4148
R46 220 k
R45 100 k
R14 39 k
C16 10 p
R13 47 k
C15
C46 10 n
R38 470 k
D2 BB609
C14 0,1 µ
R12 1,8 k
0,1 µ
IC1 MC3357
C49 33 p
C47 47 p
C48 150 p
R35 1,5 k
CFM 455F
R11 1,8 k
R22 1,5 k
C27 68 p
L8
BF244A
R36 470
R37 22 k
C28 33 p
Xt
10,245 µMz
T10
7,5 V
C12 10 n
T4
C11 10 n
R9 1,5 k
C45 330 p
C43 10 n
R33 10 k
C44 10 n
BF244A
C13 0,1 µ
R10 3,9 k
R34 6,8 k
R32 47 k
10 M 15A
R8 2,7 k
C42 0,1 µ
R31 1 k
T9
R30 1 k
R6 3,9 k
C9 10 n
R7 1,8 k
T8
C41 10 n
R28 2,7 k
C8 10 n
BF244A
T3
Tr1
C10 10 n
R29 47 k
C40 10 n
4 x 2N2369
R5 47
T2
R26 330
L7
C6 10 n
C7 12 p
2SK55
C37 10 n
C39 33 p
C38 68
T7
R42 2,7 k
R27 270
C5 1 n
C35 12 p
3SK81
R3 220
L3
C4 12 p
R4 47
D
S
L4
T1
M1
R2 68 k
G2
G1
C3 12 p
C36 10 n
R23 270
L5
L6
T6
R24 3,9 k
R25 180
C1 0,1 µ
R1 68 k
C2 1 n
L1
L2
ANT
C33 10 n
M2
C34 10 n

Fig. 3.10

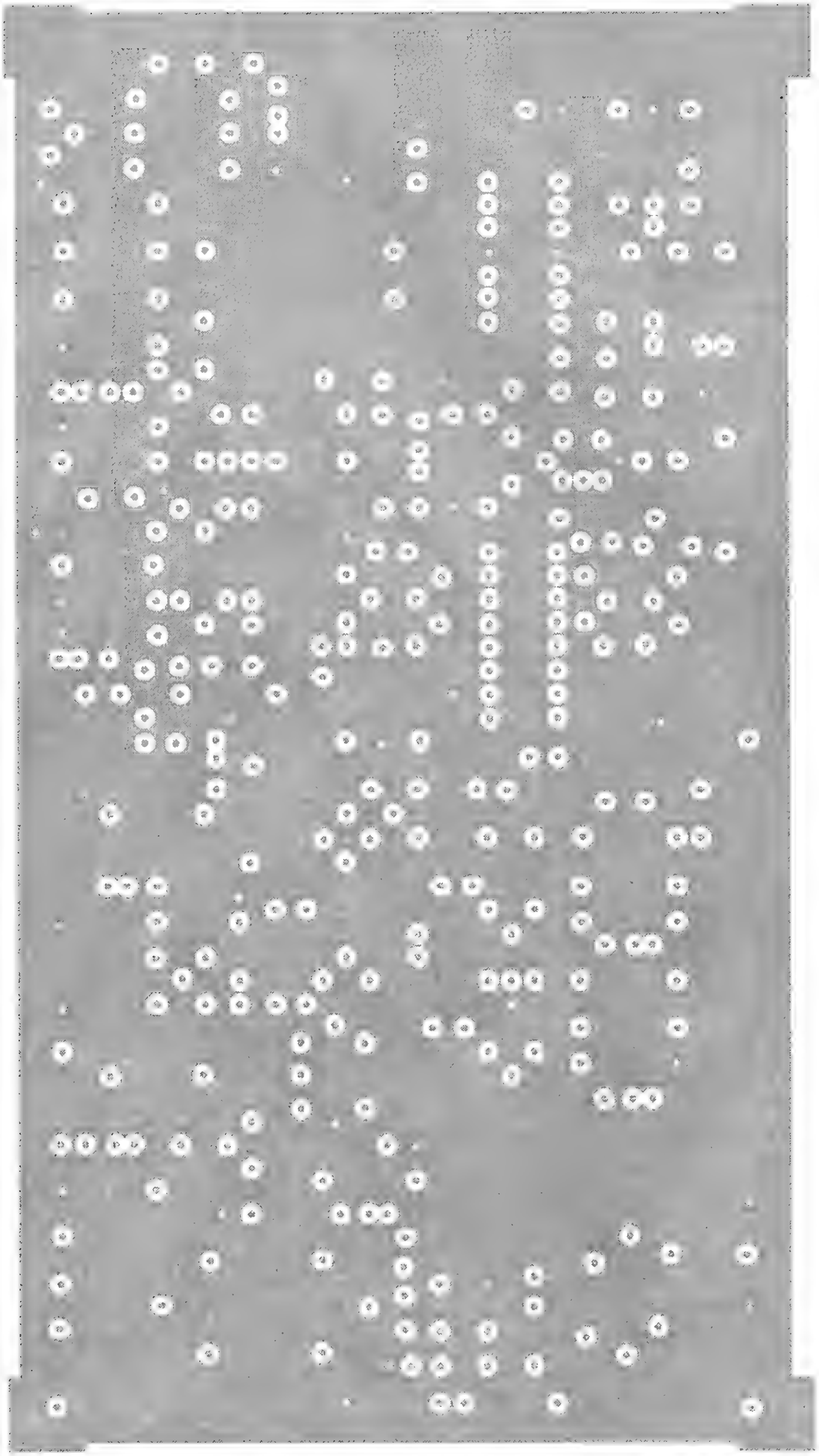


Fig. 3.10a

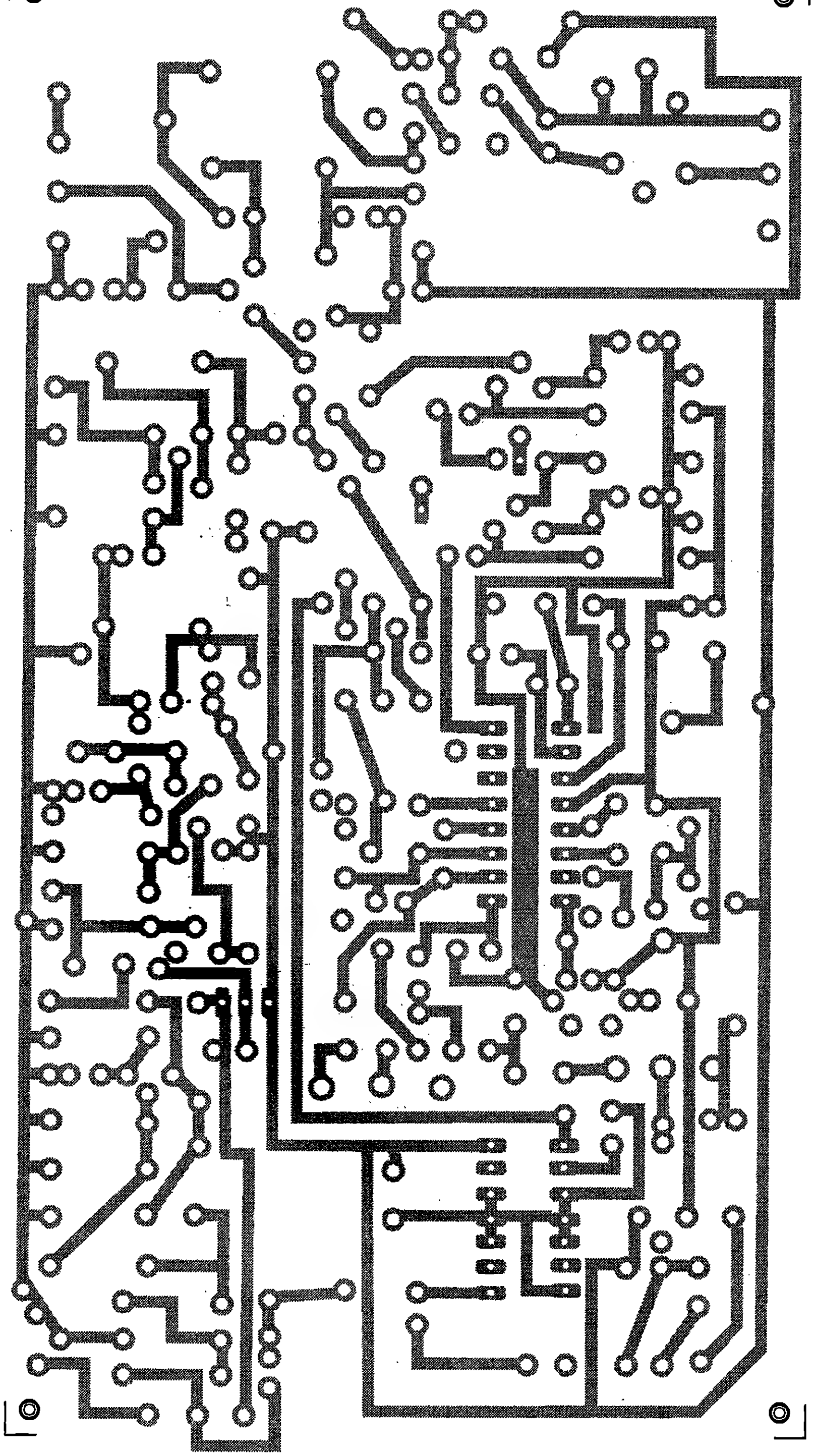


Fig. 3.10b

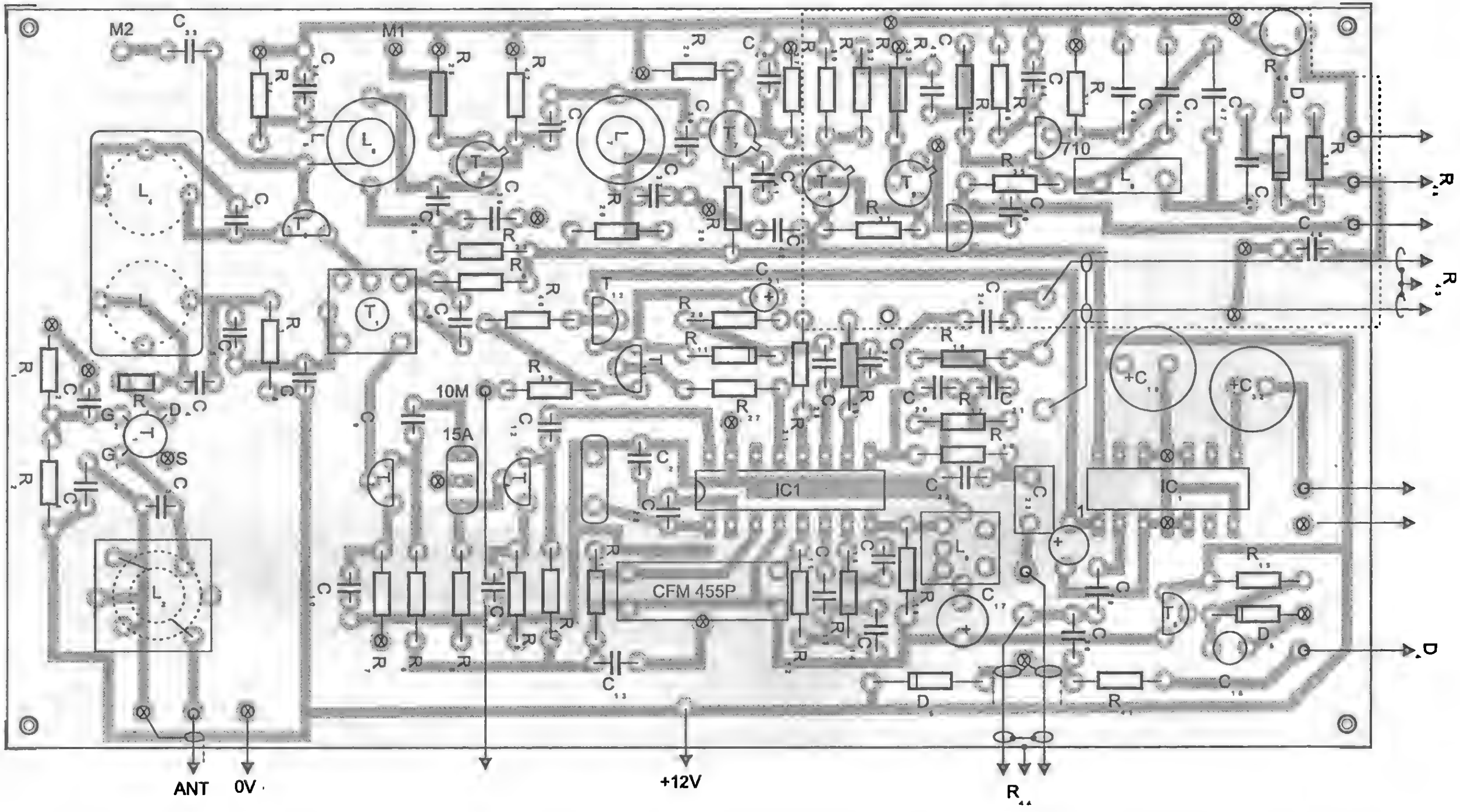


Fig. 3.10c

de la oscilatorul local. Amplificat de T_3 (BF244), filtrat, semnalul de 10,7 MHz este apoi aplicat circuitului MC3357 prin tranzistorul T_4. Aici, semnalul este prelucrat, detectat, iar componenta AF este amplificată de circuitul LM380. Din R_{43} se stabilește nivelul de recepție, respectiv nivelul pentru suprimarea zgomotului (squelch).

Oscilatorul local are acordul realizat cu varicap, tranzistorul T_{10} asigurând un semnal cuprins între 14,81 și 15,03 MHz, care, triplat apoi de două ori, de T_7 și, respectiv, de T_8, ajunge în plaja de frecvențe de 133,3-135,3 MHz, deci tocmai ceea ce este necesar pentru ca prima frecvență intermediară să rezulte de 10,7 MHz.

Potențiometrul R_{45} stabilește tensiunea pe dioda varicap, deci variația de frecvență, stabilirea frecvenței exacte fiind asigurată din R_{46}.

La intrare, prin intermediul lui L_1 (o spiră), semnalul este aplicat circuitului L_2C_3, acordat pe 145 MHz. L_2 este dispusă pe o carcasă cu miez, înfășurarea având 4 spire din CuEm ϕ 0,6 mm. Bobinele L_3 și L_4 se construiesc pe carcasa unui filtru de 10,7 MHz, fiind identice cu L_2. Aceste circuite se acordează pe 144,5, respectiv 145,5 MHz. TR_1 este un transformator FI de 10,7 MHz, iar L_9 este un circuit pe 455 kHz.

În oscilator, L_8 este construită pe un tor de ferită și are 21 de spire CuEm ϕ 0,6 mm. Tot pe toruri de ferită sunt construite L_6 și L_7. Aici se întâlnește o situație aparte, și anume: în funcție de tipul de ferită pe care o deține constructorul se va calcula și numărul de spire sau se va modifica valoarea condensatorului paralel. Este recomandabil ca aceste circuite să fie acordate mai întâi și apoi montate în oscilator. L_7C_39 se acordează pe 44,6 MHz (pentru acoperirea benzii 44,43-45,09 MHz), iar L_6C_35 – pe 134,3 MHz. Orientativ, L_7 are 12 spire, iar L_6 are 6 spire din CuEm ϕ 0,6 mm. Prin C_{33} se poate prelua semnal și pentru realizarea unui emițător.

Alimentarea se face cu 12 V.

Receptor cu circuitul MC3362

Cu circuitul integrat MC3362 se poate construi un receptor pentru banda de 2 m (fig. 3.11), cu acord continuu, după schema recomandată de catalog. Circuitul de intrare este acordat la mijlocul benzii, acordul oscilatorului (L_2) efectuându-se prin tensiunea aplicată pe terminalul 23.

La terminalul 12 este conectat un circuit acordat pe 455 kHz. Circuitul stabilizator LP2951 asigură o tensiune de 5 V pentru alimentarea circuitului.

Bobina L_1 determină frecvența oscilatorului local și pentru banda de 2 m, are 4 spire cu diametrul de 6 mm, bobinate eventual pe un suport.

Bobina de la intrare are 6 spire cu diametrul de 6 mm, din CuEm ϕ 0,8 mm, cu priză la spira 2.

Receptor de trafic cu MC3362

Receptorul din fig. 3.12 are la bază circuitul integrat MC3362P și este destinat tot benzii de 2 m.

Acest circuit integrat conține un receptor cu dublă schimbare de frecvență, el incluzând primul mixer de RF (la care se aplică semnalul oscilatorului local, ce poate funcționa până la circa 180 MHz), amplificatoarele de frecvență intermediară (pentru 10,7 MHz și 455 kHz), al doilea oscilator local, pe 10,245 MHz, circuitul de muting și demodulatorul de bandă îngustă.

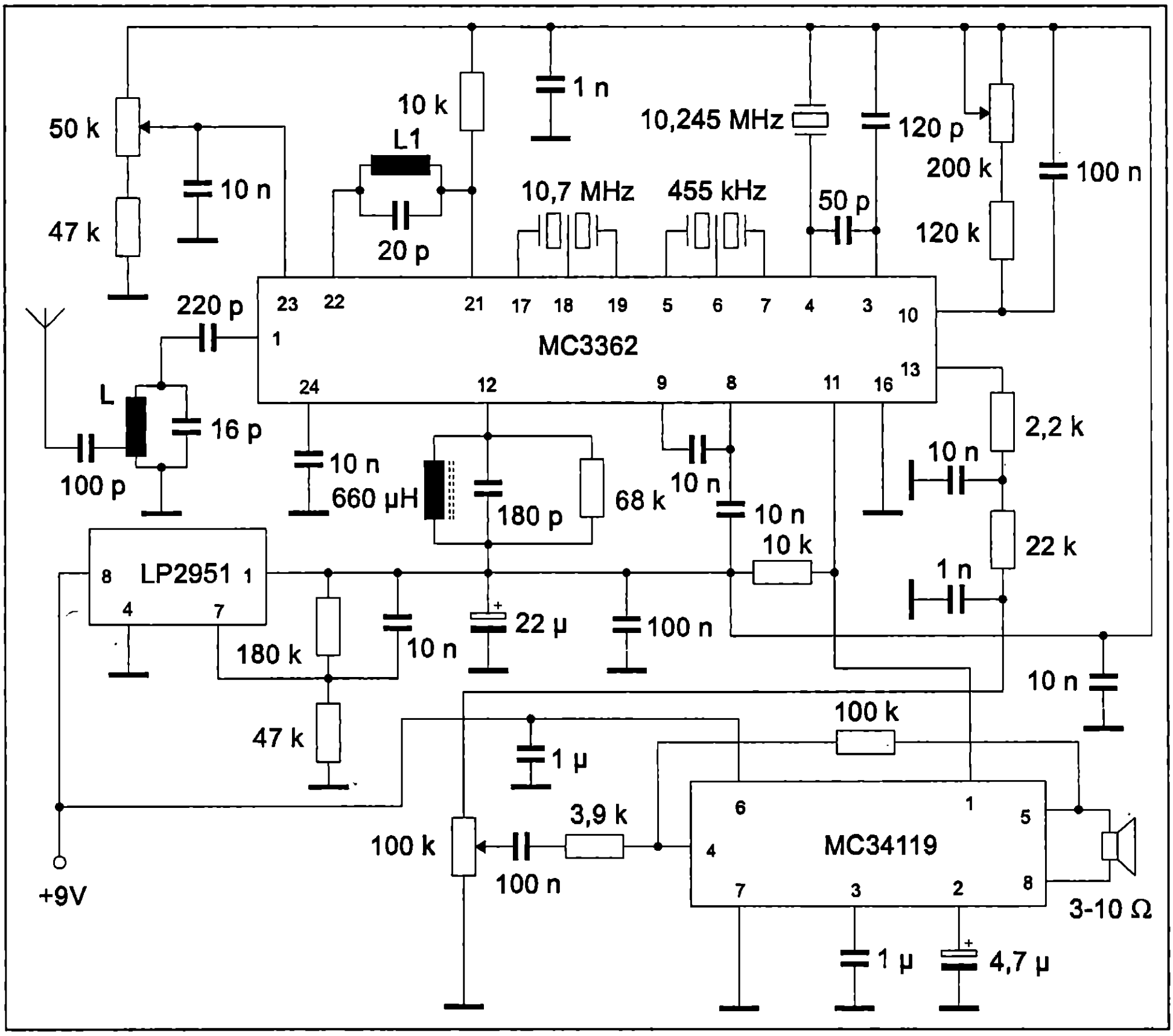


Fig. 3.11

Selectivitatea receptorului este asigurată de două filtre ceramice, unul pentru 10,7 MHz și unul de 455 kHz. Pe pinul 20 al circuitului este prezent semnalul de RF al oscilatorului local, iar pe pinul 23 este prevăzută facilitatea reglării capacității diodei varicap din circuit și, implicit, a frecvenței oscilatorului local, acestea dând posibilitatea ca receptorul să funcționeze cu sinteză PLL.

Semnalul antenei este preluat pe o priză a bobinei L_1, ce face parte dintr-un circuit acordat la mijlocul benzii, iar L_2 îl aplică pe grila G_1 a tranzistorului MOSFET (T_1), ce realizează o amplificare suplimentară. Rezistoarele de polarizare a grilei G2 se vor stabili eventual prin tatonări, pentru o amplificare maximă și un zgomot mic al etajului. După aceea, semnalul este cules de la L_3 de L_4, care îl va conduce direct la mixerul integratului. Cu ajutorul potențiometrului P_1 se face acordul oscilatorului local (133,3-135,3 MHz) cu o rezervă de 200-300 kHz la capetele benzii. Valorile rezistoarelor R_5 și R_6 se determină prin tatonare de către constructor pentru a se obține plaja necesară acoperirii corecte a benzii de 2 m, iar valoarea lor va depinde de valoarea potențiometrului cuplat între ele.

Bobina L_5 (bobina oscilatorului local) va fi ecranată – eventual se va folosi o carcasă împreună cu miezul și suportul existent în radiotelefoanele RTP-IEMI.

Circuitul se alimentează dintr-o sursă stabilizată de tip 7805, care, cu ajutorul diodei D_4, va urca tensiunea de la ieșire la circa 5,6 V. Potențiometrul P_2 este folosit la reglajul de muting, iar tranzistorul T_3 este comutatorul acestuia, blocând sau deblocând circuitul amplificator de audiofrecvență LM386.

De pe pinul 13 al circuitului integrat, semnalul AF este amplificat cu T_2 și adus la intrarea lui LM386 prin intermediul potențiometrului de volum P3.

Dacă se dorește realizarea unui circuit de muting cu întârziere, se va înlocui capacitatea C_{24}, de 10 nF, cu un condensator electrolitic, care va avea valoarea cuprinsă între 10 și 33 μF.

Reglajul receptorului constă în acordarea corectă a bobinei demodulatorului L_6.

Reglajele finale ale receptorului constau în acordarea pe maximum de semnal a bobinelor circuitului trece-bandă, L_1 și L_2, precum și a bobinei L_3.

Bobinele L_1 și L_2 se vor construi în aer, la un diametru de 6 mm, cu pas de 1 mm, din sârmă de CuEm ϕ 1 mm, fiecare având câte 6 spire. Axele vor fi paralele, iar distanța între extremitățile lor – de circa 2,5-3 mm. Pentru L_1, priza se va scoate la 1,5 spire. Bobina din drena primului tranzistor este construită pe o carcasă 5 mm, cu miez de UUS, și conține 5 spire din CuEm ϕ 0,7 mm, bobinate spiră lângă spiră.

Cuplajul cu circuitul integrat (L_4) se obține prin înfășurarea a 1,5-2 spire peste L_3, cu sârmă de CuEm ϕ 0,5 mm.

Pentru oscilatorul local, înfășurarea va avea 5 spire cu sârmă de CuEm ϕ 0,7 mm, bobinate pe un suport, și va fi ecranată.

L_6 este construită pe o carcasă de FI (455 kHz) și conține 70 de spire din CuEm ϕ 0,1 mm. Condensatorul de acord este de 1 nF.

Lista de componente pasive

R_1 = 12 kΩ
R_2 = 33 kΩ
R_3 = 330 Ω
R_4 = 82 Ω
R_5, R_6 = 82 kΩ
R_7, R_8, R_9, R_{14}, R_{16}, R_{17}, R_{20} = 10 kΩ
R_{10}, R_{21}, R_{22} = 3,3 kΩ
R_{11}, R_{23} = 1kΩ
R_{12} = 4,7 kΩ
R_{13} = 56 kΩ
R_{15} = 68 kΩ
R_{18} = 2,2 kΩ
R_{19} = 33 kΩ
R_{24} = 47 kΩ
R_{25} = 10 Ω
P_1 = multitură 10 kΩ
P_2 = 100 kΩ liniar
P_3 = 10 kΩ logaritmic
CF_1 = filtru ceramic 10,7 MHz
CF_2 = filtru ceramic 455 kHz
Q_1 = 10,245 MHz

C_1, C_2, C_4, C_5, C_6, C_7, C_9, C_{14}, C_{24} = 10 nF
C_3 = 4,7 pF
C_{15} = 120 pF, plachetă ceramică
C_{16} = 50 pF (47pF), plachetă ceramică
C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{17}, C_{18}, C_{19}, C_{20}, C_{26}, C_{30}, C_{32} = 100 nF
C_8 = 5,6 pF
C_{13}, C_{23}, C_{28} = 10 μF
C_{31} = 100 μF
C_{22} = 47 nF
C_{21} = 1 nF, stiroflex
C_{33} = 220 μF / 16 V
C_{25}, C_{27}, C_{29} = 1,5 μF
CT_1, CT_2 = 3-12 pF

Diode, tranzistoare

T_1 – BF981 (960, 966)
T_2 – BC413 (173C)
T_3 – BC172 (A, B, C)
D_1, D_2 – 2 x 2N4151 (2 x 1N4148)
D_3 – LED (roșu)
D_4 – Diodă redresoare 1N4001

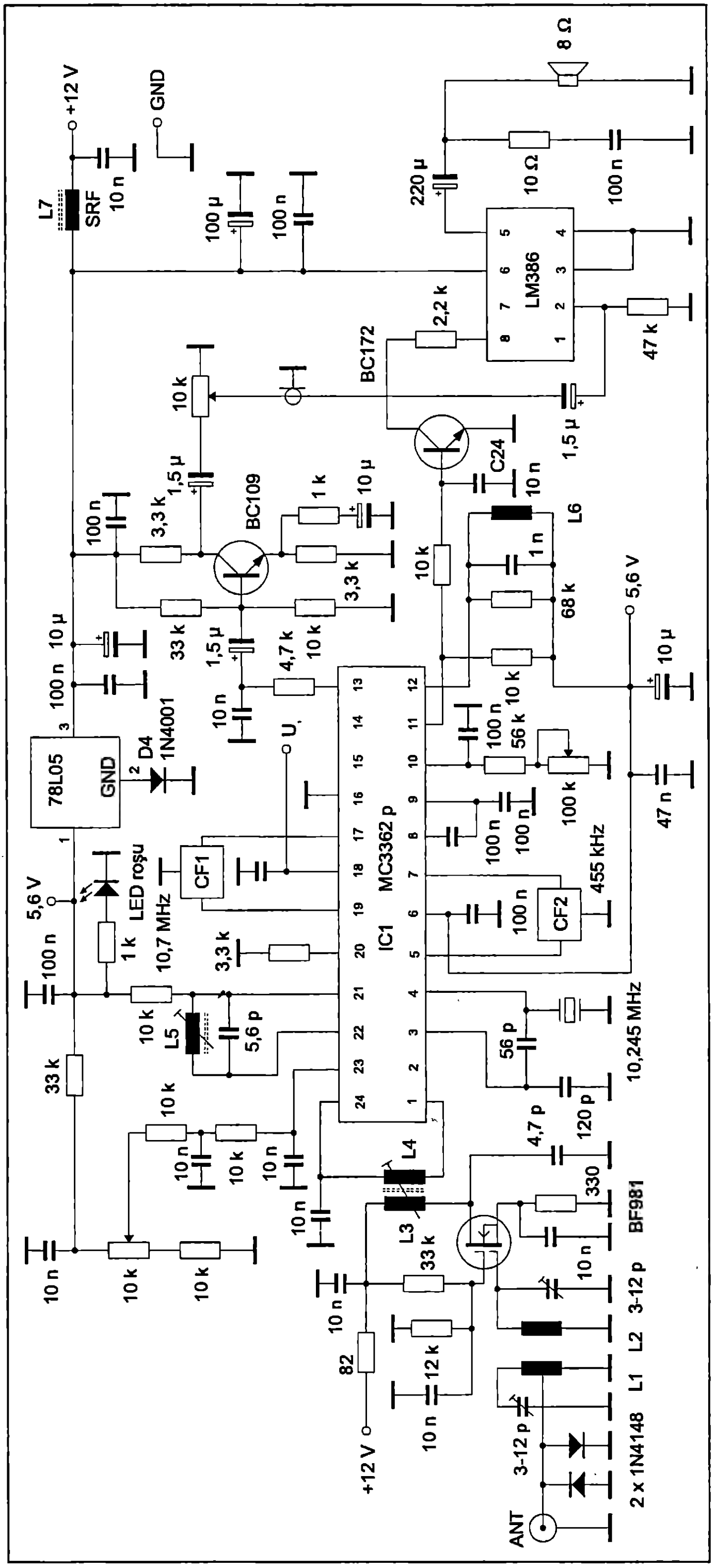

+12 V
GND
L7
SRF
10 n
100 µ
100 n
220 µ
8 Ω
10 Ω
100 n
LM386
2,2 k
47 k
BC172
10 k
1,5 µ
C24
10 n
L6
1 n
68 k
5,6 V
10 µ
47 n
100 n
56 k
10 k
100 k
455 kHz
CF2
100 n
BC109
1 k
10 µ
3,3 k
33 k
4,7 k
78L05
GND
D4
1N4001
CF1
10,7 MHz
LED roşu
1 k
5,6 V
IC1 MC3362 p
L5
5,6 p
56 p
10,245 MHz
4,7 p
120 p
L4
L3
33 k
330
BF981
10 n
3-12 p
L2
L1
2 x 1N4148
ANT
82
12 k
+12 V

Fig. 3.12

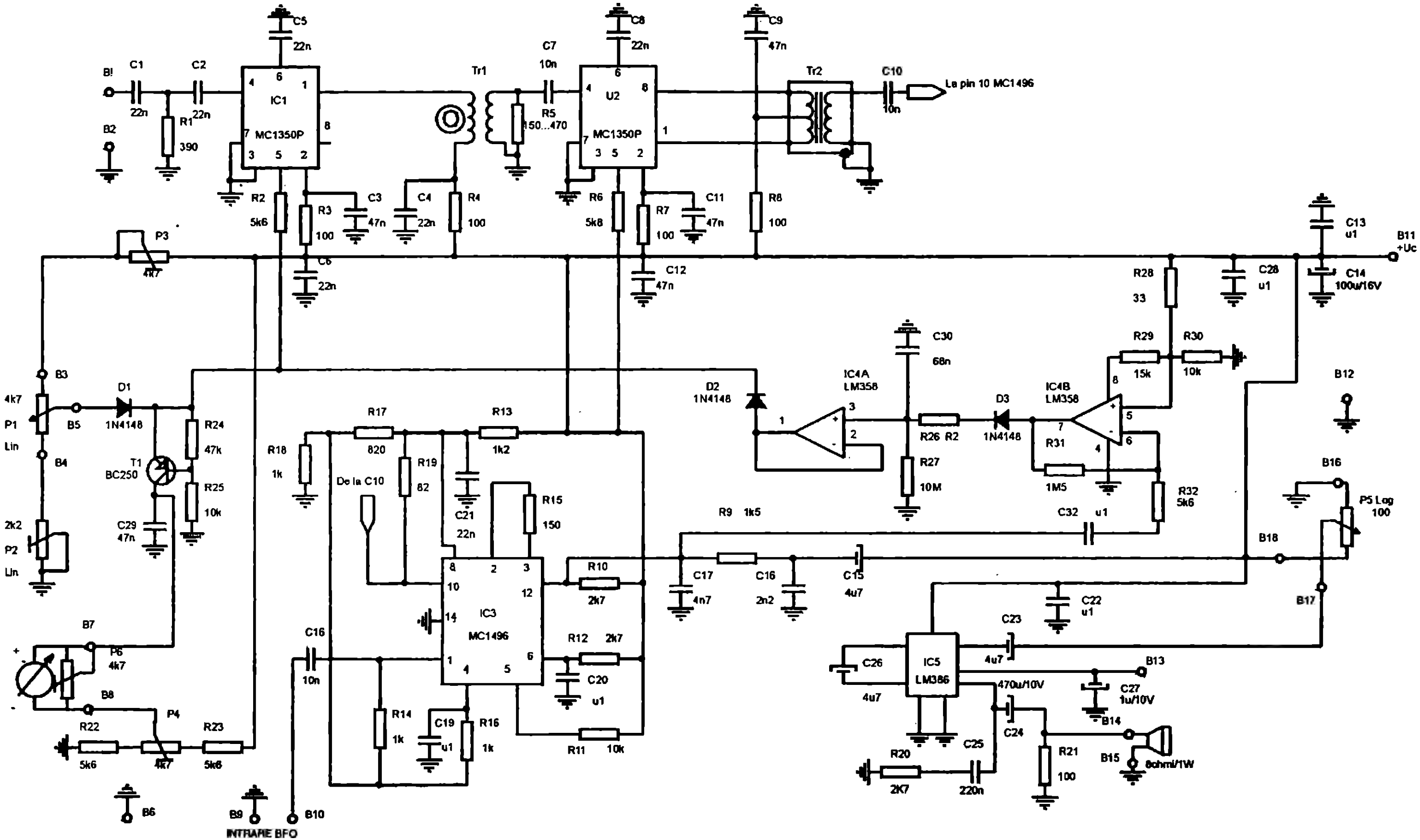

B! C1 22n C2 22n R1 390 B2
C5 22n
IC1 MC1350P
Tr1
C7 10n R5 150...470
C8 22n
U2 MC1350P
C9 47n
Tr2
C10 10n
La pin 10 MC1496
R2 5k6
R3 100
C3 47n
C4 22n
R4 100
R6 5k8
R7 100
C11 47n
R8 100
C6 22n
C12 47n
P3 4k7
C13 u1
B11 +Uc
C14 100u/16V
R28 33
C28 u1
R29 15k
R30 10k
B12
B3
D1 1N4148
4k7 P1 Lin
B5
B4
R24 47k
T1 BC250
R25 10k
C29 47n
2k2 P2 Lin
B7
P6 4k7
B8
P4
R22 5k6
4k7
R23 5k6
B6
B9
B10
INTRARE BFO
R17 820
R13 1k2
R18 1k
De la C10
R19 82
C21 22n
R15 150
R10 2k7
R12 2k7
C20 u1
R14 1k
C19 u1
R16 1k
R11 10k
C16 10n
IC3 MC1496
D2 1N4148
IC4A LM358
C30 68n
R26 R2
D3 1N4148
R27 10M
IC4B LM358
R31 1M5
R32 5k6
C32 u1
R9 1k5
C17 4n7
C16 2n2
C15 4u7
B18
B16
P5 Log 100
B17
C22 u1
C23 4u7
C26 4u7
IC5 LM386
470u/10V
B13
C27 1u/10V
B14
C24
C25 220n
R20 2K7
R21 100
B15 8ohm/1W

Fig. 3.13

Receptor SSB

Comunicațiile cu bandă laterală mică denumite BLU, SSB sau J3E sunt utilizate și în banda de 2 m.

Dacă amplificatorul de intrare, mixerul de recepție și oscilatorul local sunt identice și pentru alte moduri la recepția semnalelor SSB se utilizează un filtru de bandă îngustă și un amplificator F1 cu demodulator.

Folosind blocul de intrare și oscilatorul din fig. 3.10 la care după mixer, în loc de filtru pe 10,7 MHz, se montează un filtru pe 9 MHz de tip XF9B și apoi montajul din fig. 3.13, se realizează un receptor pentru emisiuni SSB. Acest amplificator de frecvență intermediară pe 9 MHz poate lucra și pe alte frecvențe, depinzând de frecvența aplicată terminalului 1 din circuitul MC1496 și transformatorului TR2.

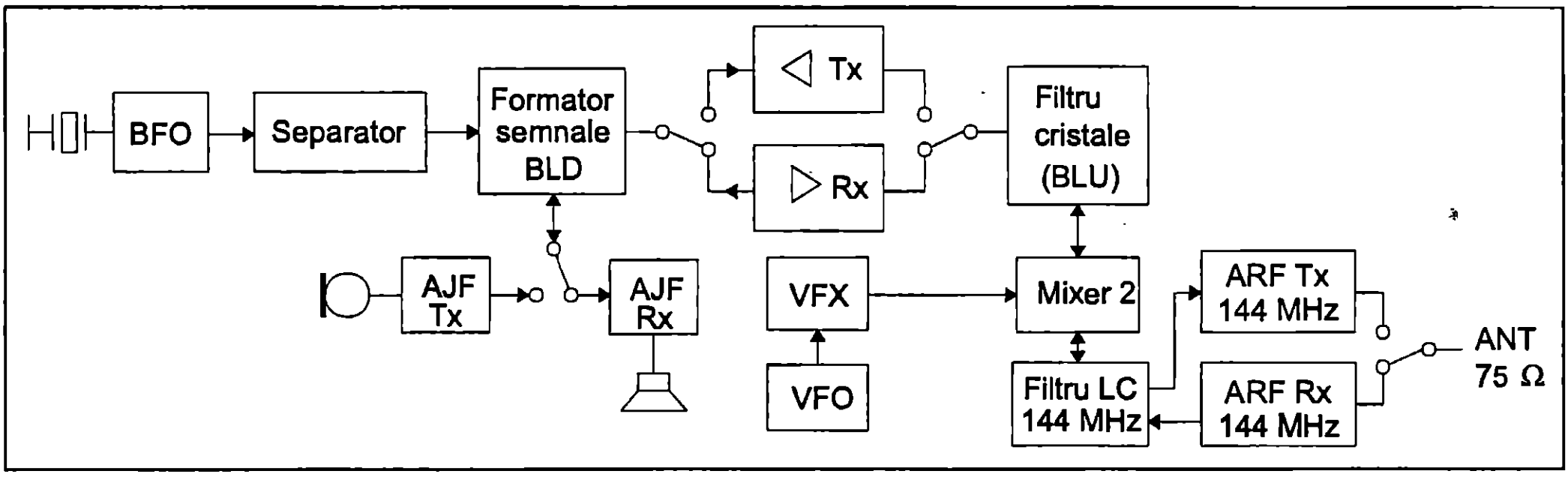
Elementele principale din acest montaj sunt cele două amplificatoare MC1350P, fiecare putând asigura o amplificare de 50 dB. Sistemul de RAA este asigurat de circuitul LM358, dar poate fi acționat și manual din P1.

Transformatorul TR1 este construit pe un mic tar de ferită cu 8 spire în primar și 2 în secundar. Transformatorul TR2 are o carcasă de la F1-MF, pe care în primar se bobinează 2 × 6 spire la care se montează 100 pF, iar în secundar 2 spire.

Conceput și experimentat de Y03HZ, acest AFI echipează unele transceivere de US și VHF, rezultatele fiind foarte bune.

Capitolul IV EMIȚĂTOARE-RECEPTOARE

Transceiver SSB-CW



Descrierea generală

Aparatul prezentat funcționează între limitele de frecvență 144-146 MHz, folosind modurile de lucru BLU și CW. La emisie și la recepție se lucrează pe aceeași frecvență (sistem monoacord). Receptorul este de tip superheterodină, cu o singură schimbare de frecvență, cu frecvența intermediară de 10,7 MHz, dictată de frecvența cristalelor folosite la realizarea filtrului. Sensibilitatea este mai bună de 1 μV pentru un raport semnal-zgomot de 10 dB. Valoarea sensibilității este dictată de performanțele tranzistorului folosit la intrarea receptorului (T_6 din figura 4.1).

Emițătorul are la ieșire (în antenă) o putere de 3 W (PEP).

Întregul aparat se alimentează de la o sursă stabilizată de curent continuu cu tensiunea de 12 V și are un consum maxim, la vârf de modulație, de 500 mA. Pentru a lucra în fonie (BLU) se poate folosi orice tip de microfon dinamic cu o impedanță minimă de 200 Ω sau similar.

Pentru ascultarea în difuzor sau în căști se poate folosi orice amplificator de audiofrecvență cu o sensibilitate de ordinul a 5 mV, care, de regulă, se află în dotarea „laboratorului“ oricărui radioamator.

Funcționarea receptorului

Semnalele captate de antenă, cuprinse în domeniul de frecvențe 144-146 MHz, după ce sunt amplificate de tranzistoarele T_6 și T_5, sunt aplicate mixerului 2. La acest mixer ajunge și semnalul de la oscilatorul cu frecvență variabilă, de tipul VFX, care poate varia frecvența în limitele 133,3-135,3 MHz. La ieșirea mixerului se obține frecvența-diferență de 10,7 MHz, care se aplică la intrarea filtrului cu cristale (fig. 4.2). În continuare, după amplificarea de către tranzistoarele T_{15} și T_{14}, semnalul ajunge la intrarea mixerului echilibrat, realizat cu diodele D_1, D_2 (fig. 4.2).

La intrarea acestui mixer se aplică și semnalul de la oscilatorul de bătăi (BFO) pilotat cu cristalul Q_2. La ieșirea mixerului se obține semnalul de joasă frecvență, care este preamplificat de tranzistoarele T_{18}, T_{19}. Pentru reglarea automată și manuală a

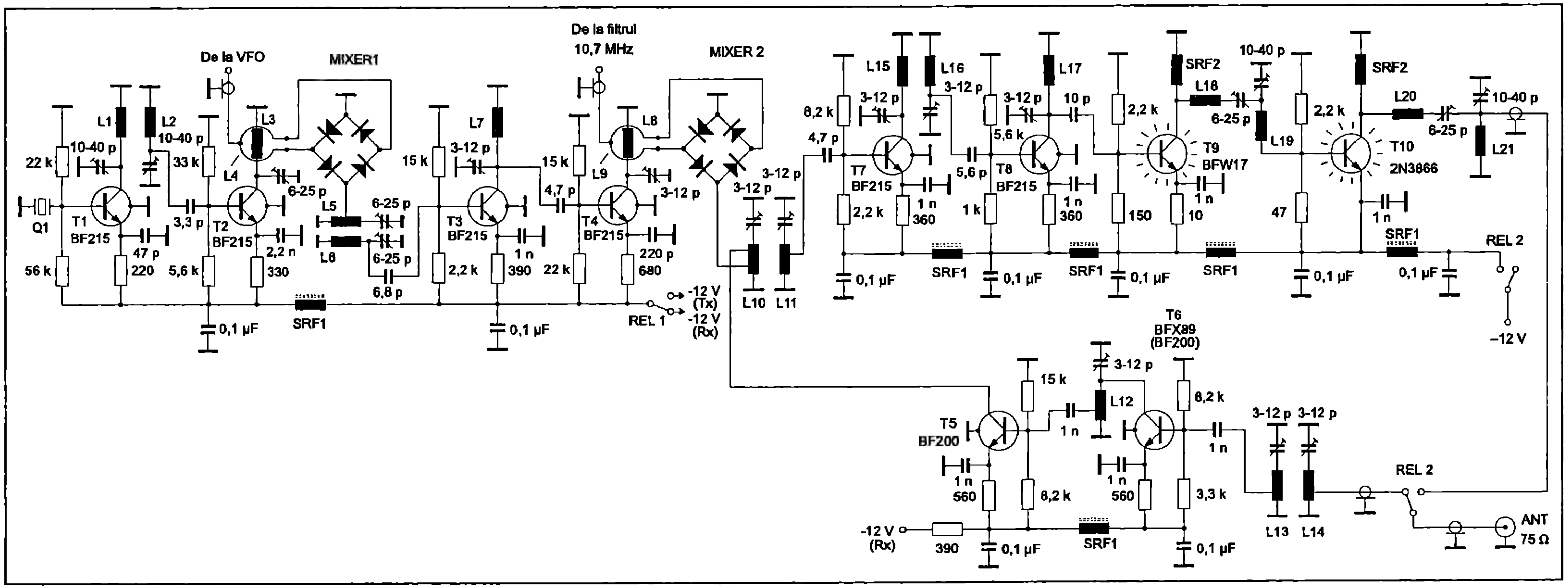

De la VFO
MIXER1
De la filtrul
10,7 MHz
MIXER 2
L1
L2
10-40 p
22 k
33 k
Q1
T1
BF215
T2
BF215
3,3 p
47 p
220
56 k
5,6 k
2,2 n
330
L3
L4
6-25 p
L5
L8
6-25 p
6,8 p
0,1 µF
SRF1
L7
3-12 p
15 k
T3
BF215
1 n
390
2,2 k
0,1 µF
15 k
4,7 p
L9
T4
BF215
220 p
680
22 k
3-12 p
L8
3-12 p
L10
L11
-12 V
(Tx)
-12 V
(Rx)
REL 1
L15
L16
3-12 p
3-12 p
8,2 k
4,7 p
T7
BF215
2,2 k
1 n
360
0,1 µF
SRF1
L17
3-12 p
10 p
5,6 k
5,6 p
T8
BF215
1 k
1 n
360
0,1 µF
SRF1
2,2 k
150
SRF2
L18
6-25 p
T9
BFW17
1 n
10
0,1 µF
SRF1
10-40 p
L19
2,2 k
47
SRF2
L20
6-25 p
T10
2N3866
1 n
0,1 µF
SRF1
10-40 p
L21
REL 2
–12 V
T6
BFX89
(BF200)
3-12 p
15 k
L12
8,2 k
T5
BF200
1 n
1 n
560
8,2 k
1 n
560
3,3 k
0,1 µF
SRF1
0,1 µF
-12 V
(Rx)
390
3-12 p
3-12 p
L13
L14
REL 2
ANT
75 Ω

Fig. 4.1

sensibilității receptorului se folosește montajul realizat cu diodele D_3, D_4, tranzistorul T_{20} și componentele aferente. De la ieșirea preamplificatorului de audiofrecvență se culege și semnalul necesar funcționării amplificatorului de ascultare (fig. 4.2).

Funcționarea emițătorului

Semnalele captate de microfon sunt amplificate de tranzistoarele T_{16}, T_{17} și apoi aplicate la mixerul formator de semnale BLD (D_1 și D_2). La acest mixer se aplică și semnalul furnizat de BFO. Semnalul obținut la ieșirea mixerului (cu bandă laterală dublă – BLD – și purtătoarea suprimată), după amplificarea prealabilă de către tranzistorul T_{13}, este aplicat filtrului cu cristale, la ieșirea căruia se obține un semnal cu o singură bandă laterală (cea superioară), cu frecvența de 10,7 MHz. Acest semnal BLU se aplică mixerului 2 împreună cu semnalele de la VFX și în final se obține un semnal BLU în banda de 144-146 MHz. După ce traversează filtrul format din L_{10}, L_{11}, cu lărgimea de bandă de 1 MHz, semnalele amplificate de tranzistoarele T_7-T_{10} ajung în final în antenă prin intermediul contactelor releului REL 2.

Blocul VFX

Întrucât se folosește un filtru cu cristale cu frecvența de 10,7 MHz, care dictează astfel valoarea frecvenței intermediare, pentru acordul în bandă este nevoie de un oscilator cu frecvența variabilă în limitele 133,3-135,3 MHz, știut fiind faptul că din însumarea valorilor acestor două frecvențe se obține exact domeniul frecvențelor din banda de lucru a aparatului, în cazul nostru 144-146 MHz. Deoarece, în condiții de amatorism, practic nu se poate realiza un oscilator cu o stabilitate a frecvenței suficient de bună, necesară lucrului în modul BLU direct în domeniul de frecvențe de 133,3-135,3 MHz, a fost adoptată varianta folosirii unui VFX, ca în figura 4.1.

Pentru realizarea montajului VFX a fost folosit un cristal (Q_1) cu frecvența proprie de rezonanță de 12,4 MHz. Tranzistorul T1 funcționează ca oscilator pilotat cu cristal, care selectează în circuitul de colector armonica a cincea a acestuia (modul overtone). Tranzistorul T_2 funcționează în regim de dublare de frecvență, în final obținându-se în circuitul de colector al tranzistorului T_2 un semnal cu frecvența de 124 MHz. Acesta, împreună cu cel sosit de la oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO), se aplică mixerului inelar cu 4 diode (mixerul 1). Oscilatorul VFO generează semnale cu frecvența cuprinsă între limitele de 9,3 și 11,3 MHz. La ieșirea mixerului este conectat un filtru cu banda de trecere de 2 MHz, acordat pe domeniul de frecvențe de 133,3-135,3 MHz (suma celor două frecvențe aplicate mixerului).

În continuare, semnalul obținut este amplificat de tranzistoarele T_3 și T_4, lucru necesar funcționării corecte a celui de-al doilea mixer.

Formatorul de semnal BLU

În varianta de față a fost utilizat un singur oscilator cu cristal (BFO) pentru folosirea exclusivă a benzii laterale superioare (în banda de 144 MHz se folosește în regimul de lucru BLU numai banda laterală superioară). Deci frecvența de oscilație a cristalului va fi inferioară benzii de trecere a filtrului cu cristale.

În regim de emisie se folosește ca amplificator al semnalelor cu frecvența de 10,7 MHz tranzistorul T_{13}, iar pentru recepție, tranzistoarele T_{14} și T_{15} (fig. 4.2).

Ca urmare a acestui fapt, între filtrul cu cristale și mixerul inelar (mixerul 2) nu a mai fost intercalat amplificatorul cu dublu sens de amplificare pentru semnalele cu frecvența de 10,7 MHz.

Amplificatorul emițătorului

Semnalele BLU cuprinse între limitele de 144 și 146 MHz, obținute de la mixerul 2 prin însumarea semnalelor sosite de la VFX și de la generatorul de semnale BLU (cu frecvența de 10,7 MHz), sunt selectate de filtrul trece-bandă format din L_{10}, L_{11} și cele două condensatoare trimer aferente, de 3-12 pF.

Aceste semnale sunt amplificate în continuare de tranzistoarele T_7-T_{10}. Primele două (T_7 și T_8) lucrează în clasa A, iar celelalte două (T_9 și T_{10}), în clasa AB. La ieșirea etajului final se obține un semnal cu o putere de ordinul a 3 W (PEP).

Amplificatorul de antenă al receptorului

Semnalul captat de antenă, după ce traversează filtrul trece-bandă (L_{13}-L_{14}), se aplică pe baza tranzistorului T_6, de tip BFX89 sau BFY90.

Înainte de a fi aplicat mixerului 2, acest semnal este amplificat și de tranzistorul T_5.

Blocul VFO

Oscilatorul cu frecvență variabilă (figura 4.3), ce lucrează în limitele 9,3-11,3 MHz, este prezentat în figura 4.4. Pentru acord a fost folosită o secțiune a unui condensator variabil de tipul celor din receptoarele „Albatros“ sau „Mondial“. Pentru a permite un acord comod a fost folosit, pentru antrenarea condensatorului variabil, un demultiplicator mecanic cu fricțiune cu raportul 1:20.

Oscilatorul VFO are un stabilizator de tensiune încorporat de 9 V.

Diverse

Pentru comutarea regimului de lucru recepție/emisie (Rx/Tx) au fost folosite două relee miniatură de 12 V: unul are 4 contacte, fiecare cu câte două poziții (REL 1), iar celălalt numai 2 contacte (cu două poziții). Se recomandă ecranarea separată a următoarelor subansambluri: VFX, amplificatorul Tx, VFO, filtrul cu cristale, formatorul de semnale BLD și amplificatorul Rx. Realizarea părților mecanice rămâne la aprecierea constructorului, în funcție de posibilități.

La realizarea întregului aparat au fost folosite în general componente accesibile amatorilor. Problema principală o constituie reglarea și acordul aparatului. De asemenea, au fost folosite unele blocuri (subansambluri) descrise pe larg în prezentarea „Transceiverului SSB (20 m)“ din această carte.

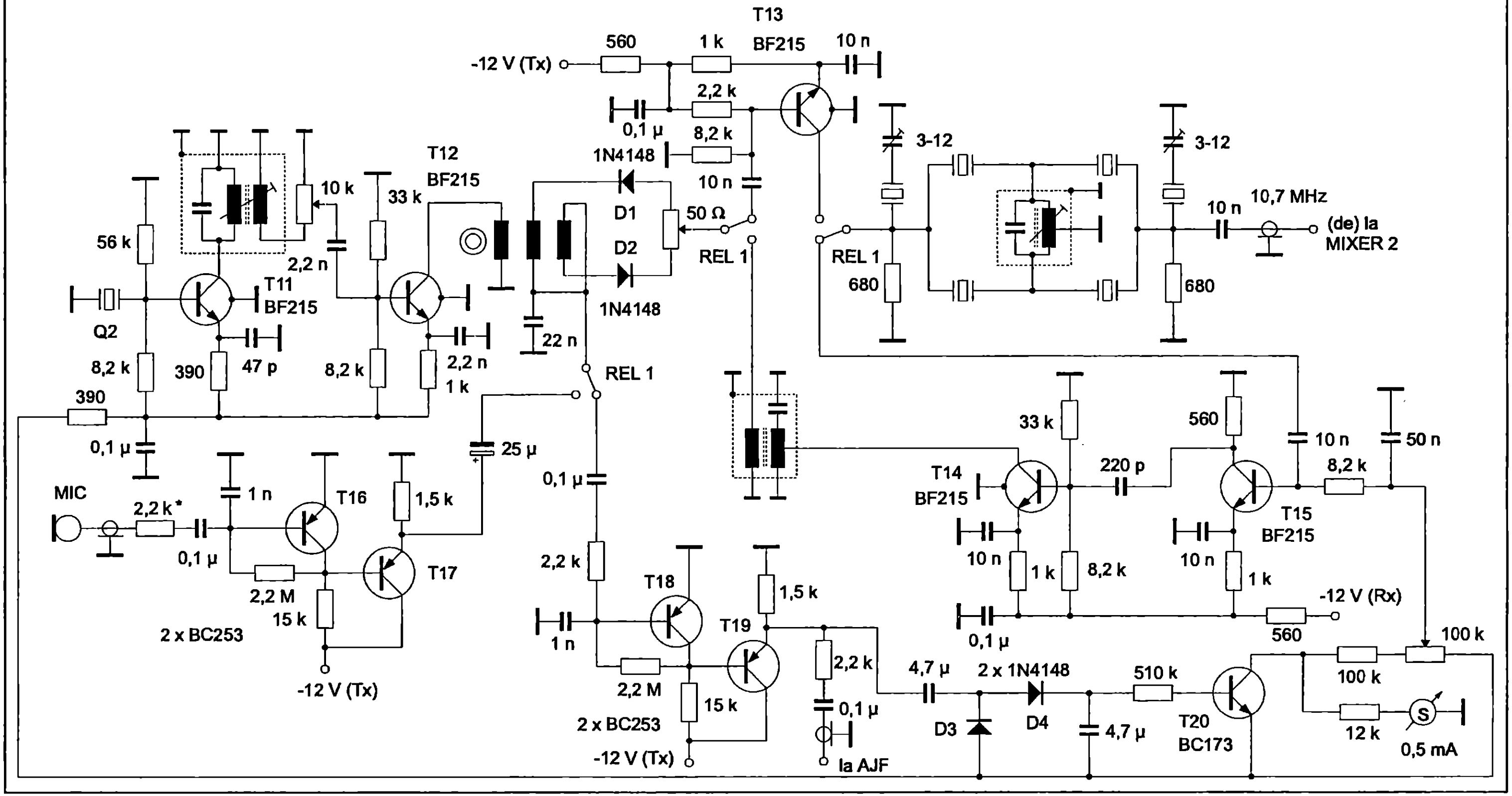

T13
BF215
560
1 k
10 n
-12 V (Tx)
2,2 k
0,1 µ
8,2 k
1N4148
10 n
T12
BF215
33 k
10 k
D1
50 Ω
D2
REL 1
3-12
3-12
10,7 MHz
10 n
(de) la
MIXER 2
56 k
2,2 n
T11
BF215
1N4148
680
680
Q2
22 n
8,2 k
390
47 p
8,2 k
2,2 n
1 k
REL 1
390
0,1 µ
25 µ
0,1 µ
33 k
560
10 n
50 n
MIC
2,2 k*
1 n
T16
1,5 k
T14
BF215
220 p
T15
BF215
8,2 k
0,1 µ
T17
2,2 k
T18
1,5 k
10 n
1 k
8,2 k
10 n
1 k
2,2 M
15 k
2 x BC253
-12 V (Tx)
1 n
T19
-12 V (Rx)
560
0,1 µ
100 k
100 k
2,2 M
15 k
2,2 k
4,7 µ
2 x 1N4148
510 k
2 x BC253
0,1 µ
D3
D4
4,7 µ
T20
BC173
12 k
S
0,5 mA
-12 V (Tx)
la AJF

Fig. 4.2

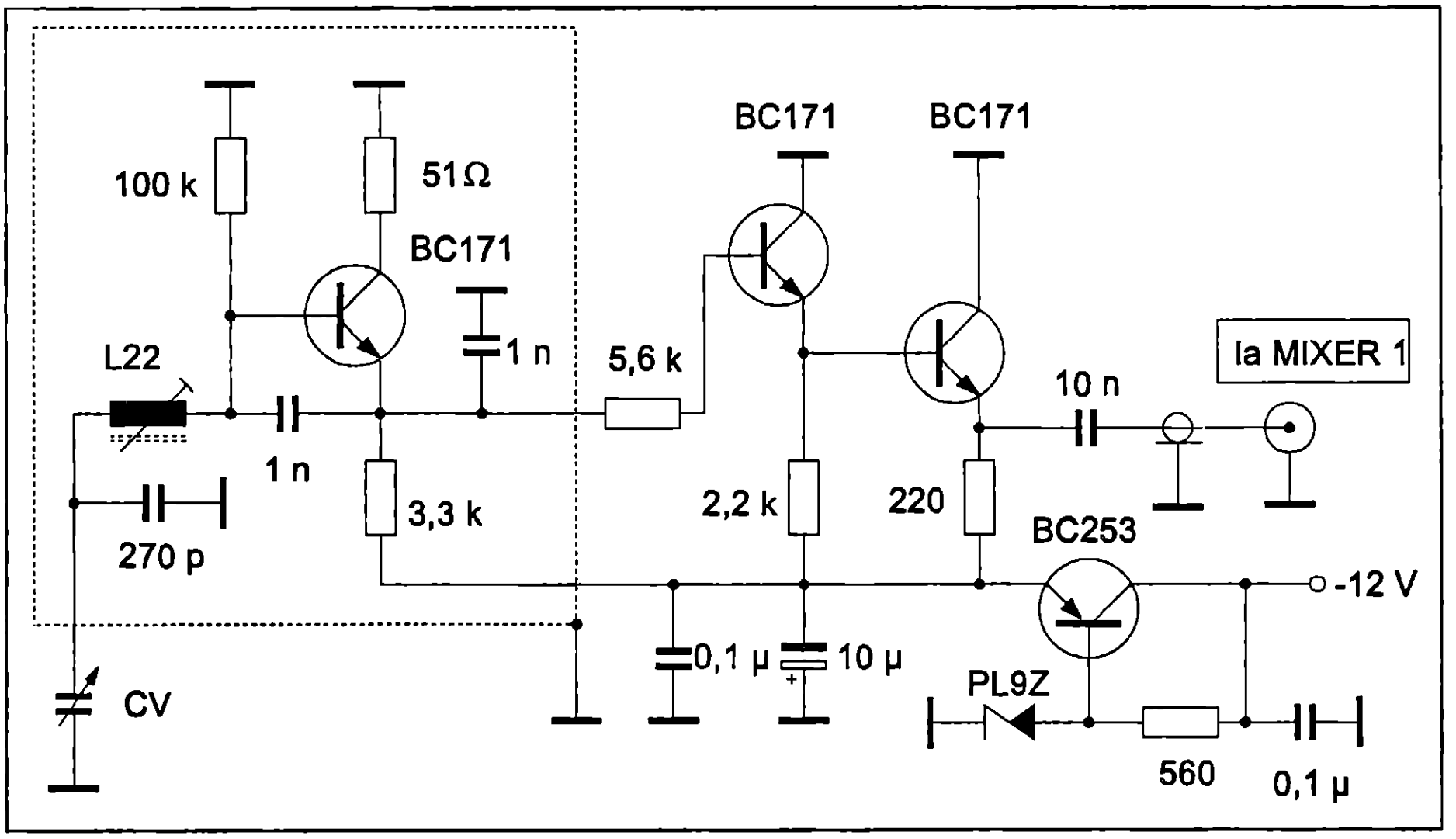


Fig. 4.3

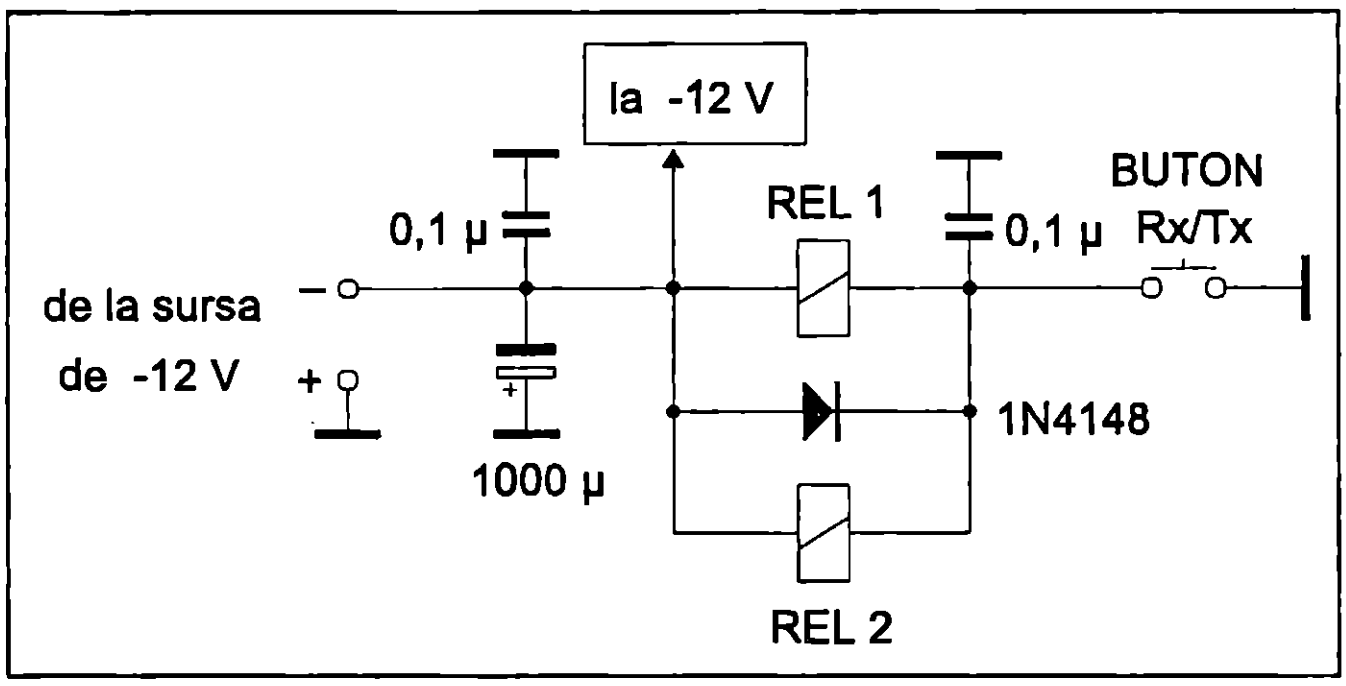


Fig. 4.4

Datele bobinelor

Bobină	Nr. spire	Conductor	ϕ bobină	Pas (mm)	Observații
L_1, L_2	9	CuEm ϕ 1 mm	6	1	–
L_3, L_{15}	6	CuEm ϕ 1 mm	6	1	–
L_4	1	CuEm ϕ 1 mm	9	–	Peste L_3; priză la mijloc
L_5	5	CuEm ϕ 1 mm	6	1	Priză la spira 1
L_6, L_7, L_8, L_{11}, L_{16}	5	CuEm ϕ 1 mm	6	1	--
L_9	1	CuEm ϕ 1 mm	9	–	Peste L_8; priză la mijloc
L_{10}, L_{12}	6	CuEm ϕ 1 mm	6	1	Prize la spirele 1 și 4

Bobină	Nr. spire	Conductor	ϕ bobină	Pas (mm)	Observații
L_{13}, L_{14}	6	CuEm ϕ 1 mm	6	1	Priză la spira 1,5
L_{17}	4	CuEm ϕ 1 mm	6	1	–
L_{18}, L_{20}	5	CuEm ϕ 1 mm	6	1	–
L_{19}	1,25	CuEm ϕ 1 mm	5	–	–
L_{21}	2,25	CuEm ϕ 1 mm	5	–	–
L_{22}	25	CuEm ϕ 0,25 mm	5	–	Carcasă de la trafo FI 10,7 MHz
SRF 1	20	CuEm ϕ 0,25 mm			Pe baston de ferită 2,7 mm, l = 15 mm
SRF 2	10	CuEm ϕ 0,5 mm	4	–	–

Transceiver CW-SSB-FM

Transceiverul prezentat este rodul unor îndelungate experimentări de laborator și în trafic. S-a urmărit obținerea unui aparat care, în primul rând, să nu necesite componente speciale, să fie ușor abordabil din punct de vedere constructiv, să aibă gabarit redus, deci să fie utilizabil și ca aparat portabil, iar ca performanțe electrice să se situeze pe linia aparatelor „industriale" din aceeași categorie.

Dintre caracteristicile tehnice menționăm:

- este prevăzut cu monoacord atât pentru emisie, cât și pentru recepție;
- filtrul SSB este pe frecvența de 10,7 MHz;
- la emisie: bandă laterală unică (SSB), telegrafie (CW) și modulație în frecvență (MF);
- la recepție: SSB, CW, MF și MA;
- sensibilitatea la recepție este dictată de performanțele primului tranzistor, T_1 (BF982), care, conform datelor de catalog, are zgomotul propriu de 1,2 dB la 200 MHz;
- selectivitatea:
  a) în modul de lucru SSB și CW este dictată de parametrii filtrului cu cristale; banda de trecere este de 2,65 kHz;
  b) în modul MF, banda de trecere este de 8,5 kHz (la 6 dB);
- atenuarea purtătoarei la emisie, în modul de lucru SSB, este de ordinul a 70 dB și este dictată de performanțele mixerului echilibrat al formatorului de semnal DSB, în special ale diodelor de mixare D_{18} și D_{19}; în modul de lucru CW nu există rest de purtătoare, deoarece se întrerupe (prin manipulare) alimentarea mixerului de emisie (tranzistoarele T_{13} și T_{14});
- puterea absorbită în toate modurile de lucru este de ordinul a 5,5 W (450 mA la tensiunea de alimentare de 12,6 V);
- tensiunea de alimentare (nominală): 12,6 V;
- domeniul admis pentru tensiunea de alimentare: 11-15 V.

Funcționarea în regim de recepție (fig. 4.5)

Semnalul cules de antenă este aplicat primului tranzistor amplificator, de tip BF982, prin intermediul filtrului trece-bandă format din inductanțele L_1, L_2 și L_3 și capacitățile aferente de acord. Banda de trecere a acestui filtru este de 2 MHz, cu o neuniformitate, între 144 și 146 MHz, de cel mult 1 dB. Semnalul amplificat parcurge un al doilea filtru trece-bandă, identic cu cel de la intrare, și apoi este aplicat pe poarta 1 a tranzistorului T_2, de tip BF961, care îndeplinește rolul de mixer. Pe poarta 2 a tranzistorului T_2 se aplică semnalul de la oscilatorul local (de tip VCO), format din tranzistorul T_{11}, urmat de un tranzistor separator, T_{12}. Frecvența este cuprinsă în limitele 133,3-135,3 MHz. În drena tranzistorului mixer T_2 este intercalat un filtru trece-bandă acordat pe frecvența de 10,7 MHz, format din inductanțele L_6 și L_7 și un cristal dublu, care are banda de trecere de 8,5 kHz.

În regimul de modulație de frecvență, semnalul de la ieșirea mixerului, după ce străbate dioda de comutație D_3, se aplică la intrarea circuitului integrat specializat, de tip TBA570, care îndeplinește funcțiile de amplificator de frecvență intermediară, limitator și demodulator de frecvență, precum și de demodulator de amplitudine. De pe terminalul 14 se culege și semnalul pentru indicatorul de nivel al semnalului (S-metru). Pentru demodularea semnalelor cu modulație de frecvență a fost folosit un detector de produs format din inductanțele L_{10}, L_{11} și L_{12} și diodele D_{21} și D_{22}.

În regim de lucru cu bandă laterală unică (SSB) și telegrafie (CW), semnalul obținut la ieșirea mixerului (T_2), după ce străbate diodele de comutație D_4 și D_5, este aplicat pe baza tranzistorului T_3, care realizează o adaptare corectă între ieșirea mixerului și intrarea filtrului cu cristale. Adaptarea corectă se face prin alegerea valorii rezistenței din colectorul acestui tranzistor. După ce traversează filtrul cu cristale, semnalul cu frecvența de 10,7 MHz este aplicat pe baza unui repetor pe emitor (T_4), după care este adus la intrarea amplificatorului de frecvență intermediară, format din tranzistoarele T_6 și T_7. Tranzistorul T_8 are rolul de amplificator al semnalului de reglaj automat al amplificării (RAA), de la care se alimentează și indicatorul de nivel (S_m – SSB) al semnalului recepționat. Acest amplificator este astfel realizat încât să aibă o constantă mică de răspuns la creșterea semnalului (circa 0,2 s) și una mare la scăderea semnalului (5-6 s), lucru necesar la recepționarea semnalelor SSB și de telegrafie. În continuare, după ce este trecut printr-un repetor pe sursă (T_9), semnalul este aplicat detectorului de semnale SSB și de telegrafie, care este realizat cu tranzistorul T_{10}, de tip BF256. Pe sursa aceluiași tranzistor se aplică semnalul de bătaie cu frecvența de 10,7 MHz, generat de tranzistorul T_{19} (fig. 4.6)

Amplificatorul de ascultare este realizat cu un circuit integrat de tip βA741 și două tranzistoare finale cu germaniu, de tip AC184 și AC185 (T_{24} și T_{25}).

Funcționarea emițătorului

Emițătorul propriu-zis este format dintr-un mixer de emisie realizat cu două tranzistoare FET, de tip BF256 (T_{13} și T_{14}), urmat de patru tranzistoare amplificatoare ale semnalului cu frecvența de 144 MHz (T_{15}-T_{18}).

Semnalul cu frecvența de 10,7 MHz este aplicat în antifază pe cele două porți ale tranzistoarelor T_{13} și T_{14}, iar semnalul cu frecvența de 133,3 MHz, generat de VCO, este aplicat în fază prin intermediul a două condensatoare cu capacitatea de 22 pF. Echilibrarea mixerului se face acționând asupra potențiometrului semireglabil de 2,5 k∞, conectat în circuitul surselor tranzistoarelor mixer.

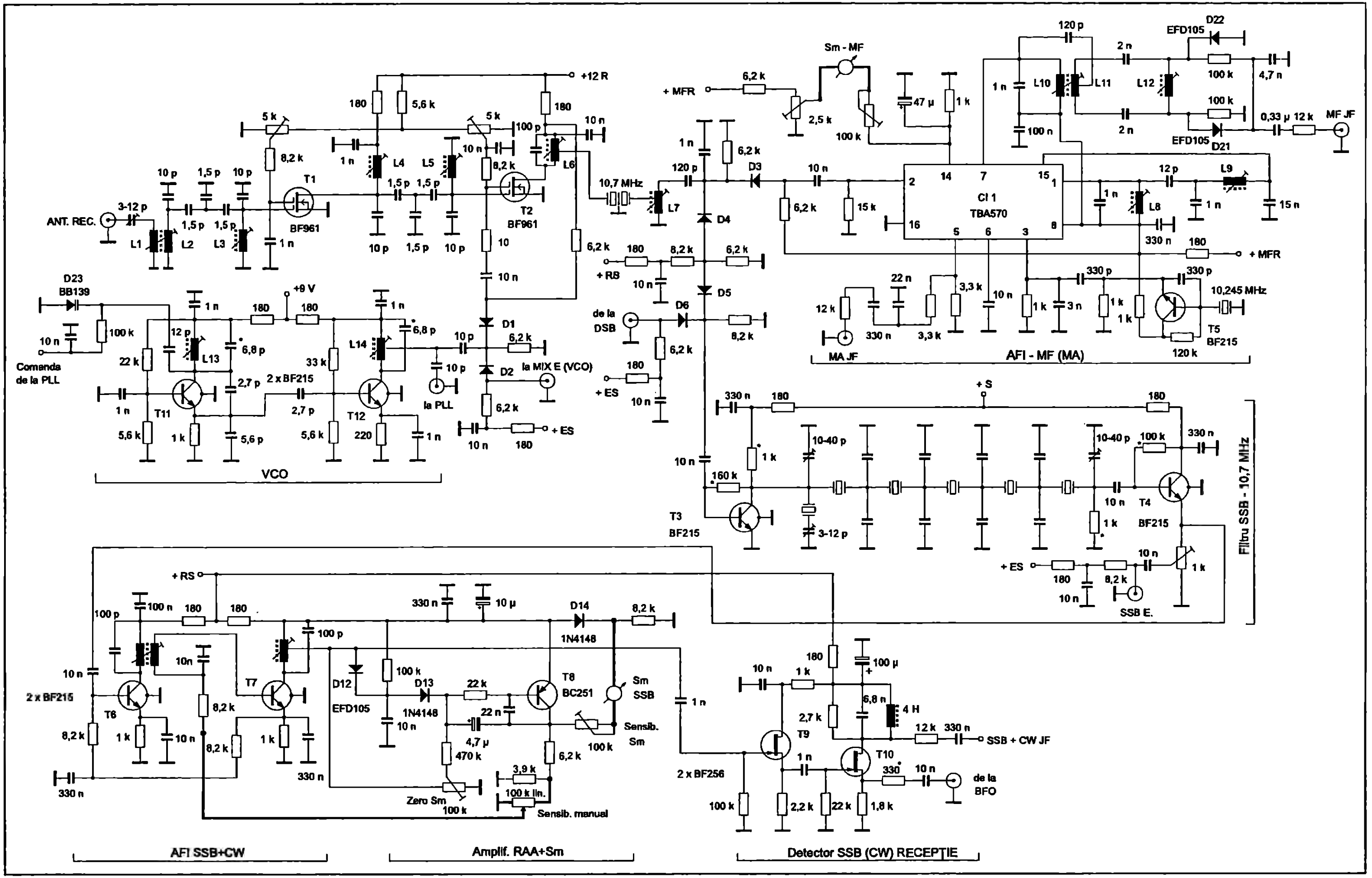

+12 R
ANT. REC.
3-12 p
L1
L2
L3
BF961
T1
T2
L4
L5
L6
10,7 MHz
L7
D1
D2
D3
D4
D5
D6
+ MFR
Sm - MF
2,5 k
100 k
47 µ
1 k
CI 1
TBA570
L8
L9
L10
L11
L12
EFD105
D21
D22
0,33 µ
MF JF
MA JF
AFI - MF (MA)
10,245 MHz
T5
BF215
+ RB
de la DSB
+ ES
+ S
+ RS
+9 V
D23
BB139
Comanda de la PLL
la PLL
la MIX E (VCO)
2 x BF215
T11
T12
VCO
T3
T4
0,7 MHz
Filtru SSB - 10,7 MHz
SSB E.
T6
T7
T8
BC251
D12
D13
D14
1N4148
EFD105
Sm SSB
Sensib. Sm
Zero Sm
Sensib. manual
2 x BF256
T9
T10
SSB + CW JF
de la BFO
AFI SSB+CW
Ampli. RAA+Sm
Detector SSB (CW) RECEPTIE

Fig. 4.5

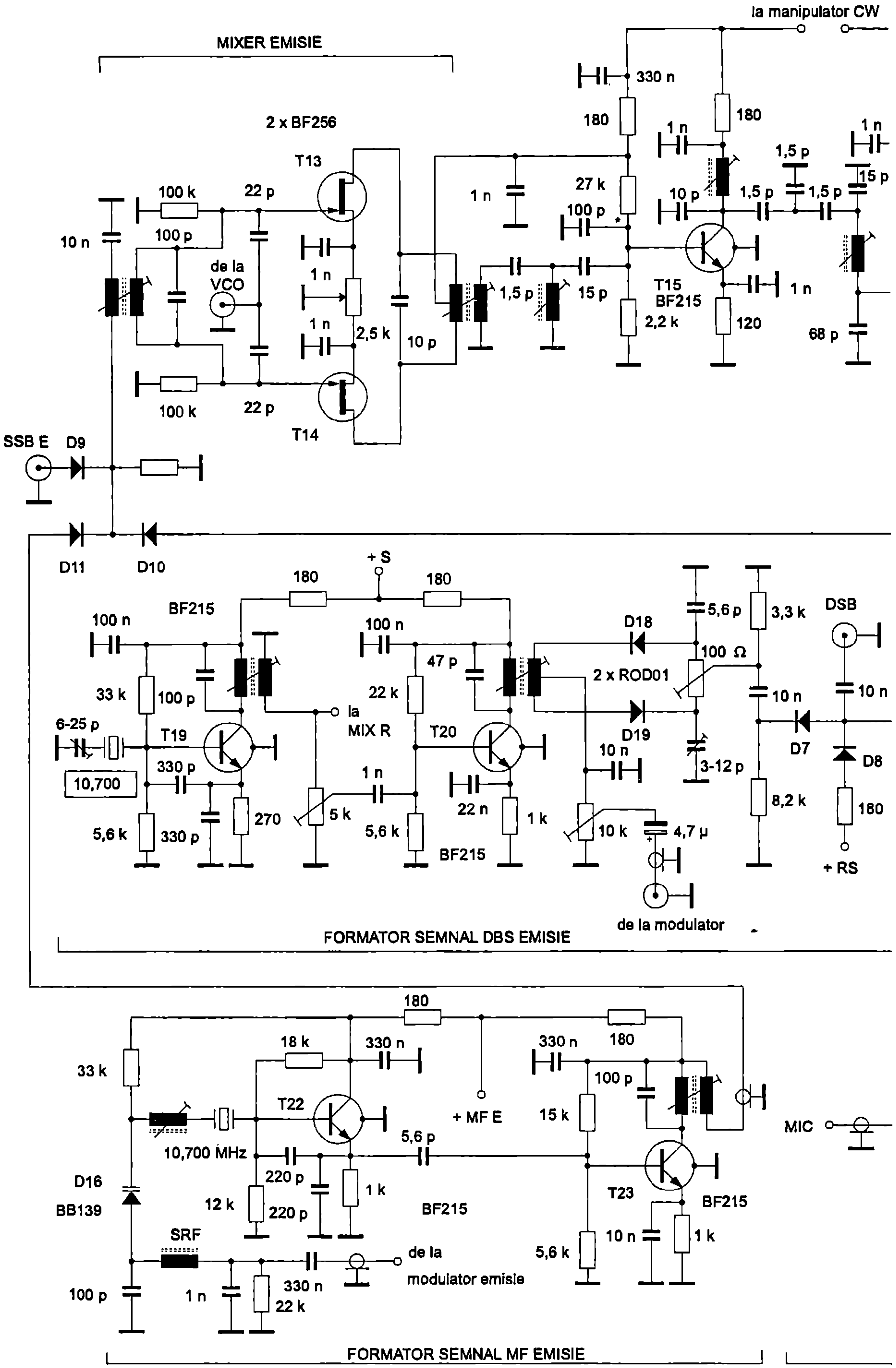
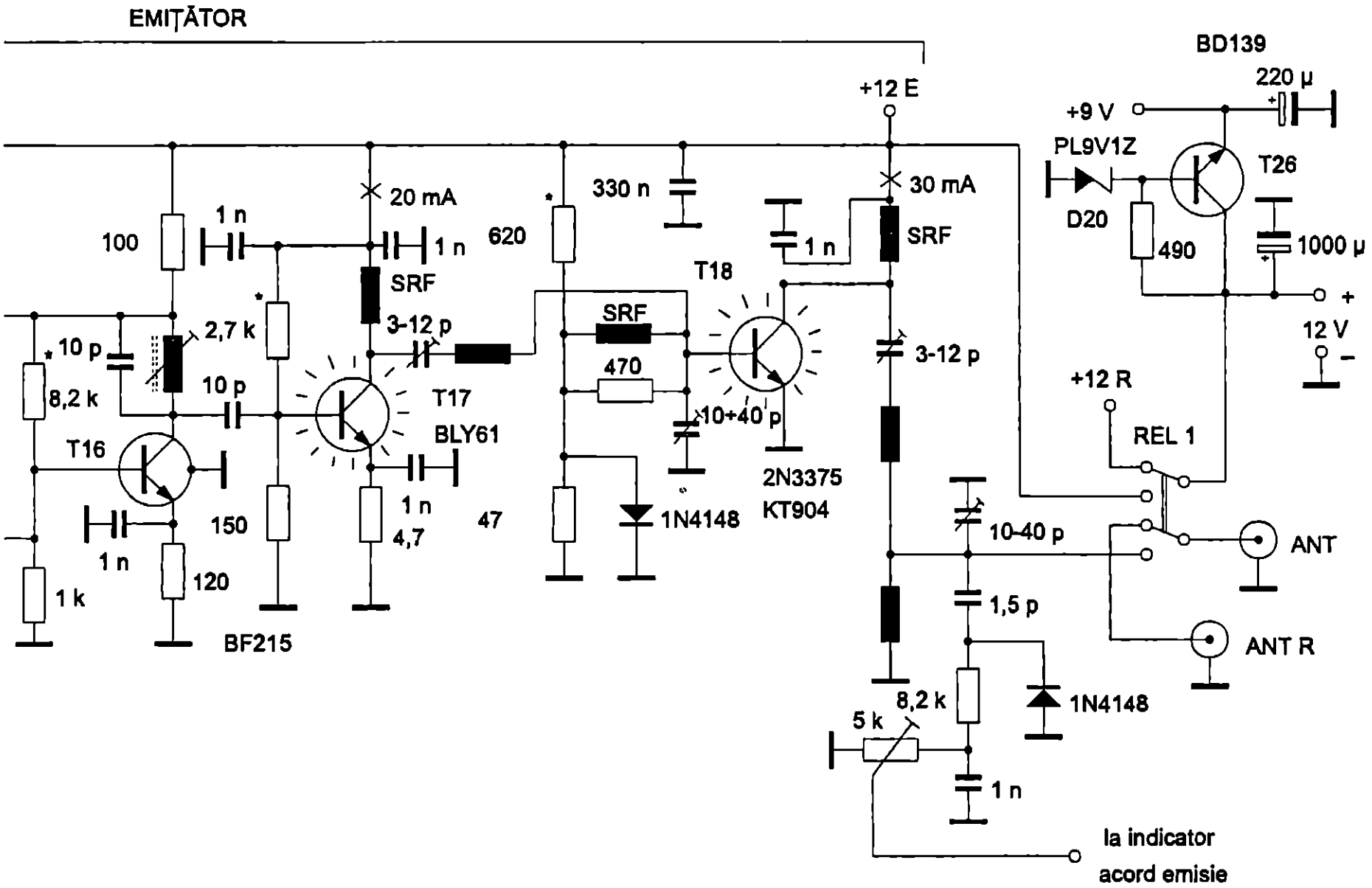
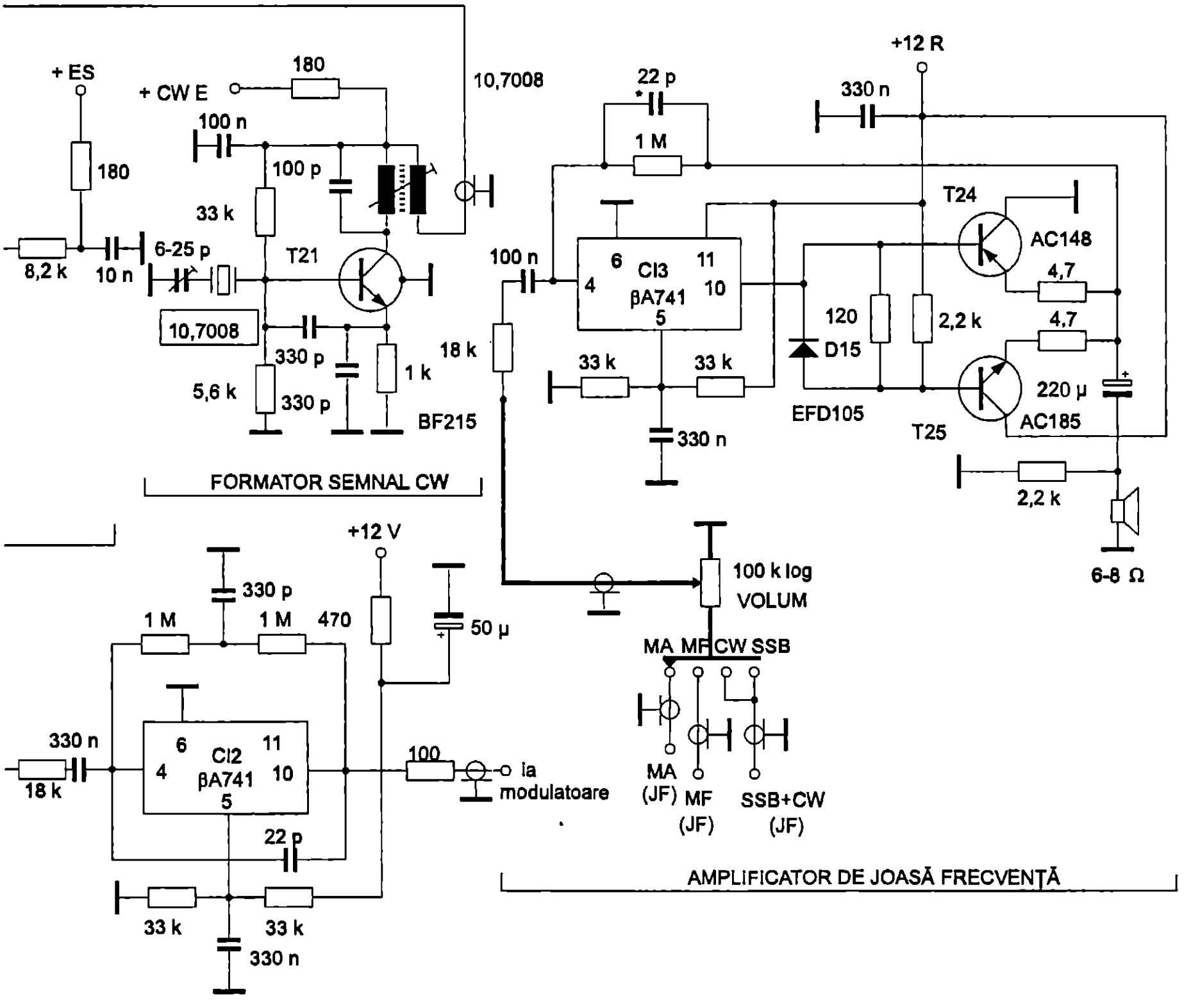

MIXER EMISIE
la manipulator CW
2 x BF256
T13
T14
100 k
22 p
100 p
10 n
de la VCO
1 n
2,5 k
10 p
330 n
180
27 k
100 p
1,5 p
15 p
2,2 k
T15 BF215
120
68 p
SSB E
D9
D11
D10
+ S
BF215
33 k
6-25 p
T19
330 p
10,700
5,6 k
270
la MIX R
5 k
47 p
22 k
T20
22 n
1 k
5,6 k
BF215
2 x ROD01
D18
D19
5,6 p
3,3 k
100 Ω
3-12 p
8,2 k
DSB
D7
D8
+ RS
de la modulator
FORMATOR SEMNAL DBS EMISIE
18 k
+ MF E
T22
10,700 MHz
D16
BB139
SRF
12 k
220 p
330 n
22 k
de la modulator emisie
T23
BF215
MIC
FORMATOR SEMNAL MF EMISIE

Fig. 4.6

EMIȚĂTOR


BD139
220 µ
+9 V
PL9V1Z
D20
T26
490
1000 µ
+
12 V
–
+12 E
30 mA
SRF
3-12 p
+12 R
REL 1
ANT
ANT R
10-40 p
1,5 p
8,2 k
5 k
1N4148
1 n
la indicator
acord emisie
330 n
1 n
T18
2N3375
KT904
SRF
470
10+40 p
1N4148
20 mA
1 n
SRF
3-12 p
620
100
1 n
10 p
2,7 k
10 p
8,2 k
T16
T17
BLY61
1 n
4,7
47
150
1 n
120
1 k
BF215


+ ES
+ CW E
180
100 n
100 p
180
33 k
6-25 p
8,2 k
10 n
T21
10,7008
330 p
5,6 k
330 p
1 k
18 k
BF215
FORMATOR SEMNAL CW
+12 R
330 n
22 p
1 M
100 n
6
CI3
11
4
βA741
10
5
33 k
33 k
330 n
120
D15
EFD105
2,2 k
T24
AC148
4,7
4,7
220 µ
AC185
T25
2,2 k
6-8 Ω
+12 V
330 p
1 M
1 M
470
50 µ
100 k log
VOLUM
MA MF CW SSB
330 n
6
CI2
11
4
βA741
10
5
18 k
100
la
modulatoare
22 p
33 k
33 k
330 n
MA
(JF)
MF
(JF)
SSB+CW
(JF)
AMPLIFICATOR DE JOASĂ FRECVENȚĂ
MODULATOR βA741

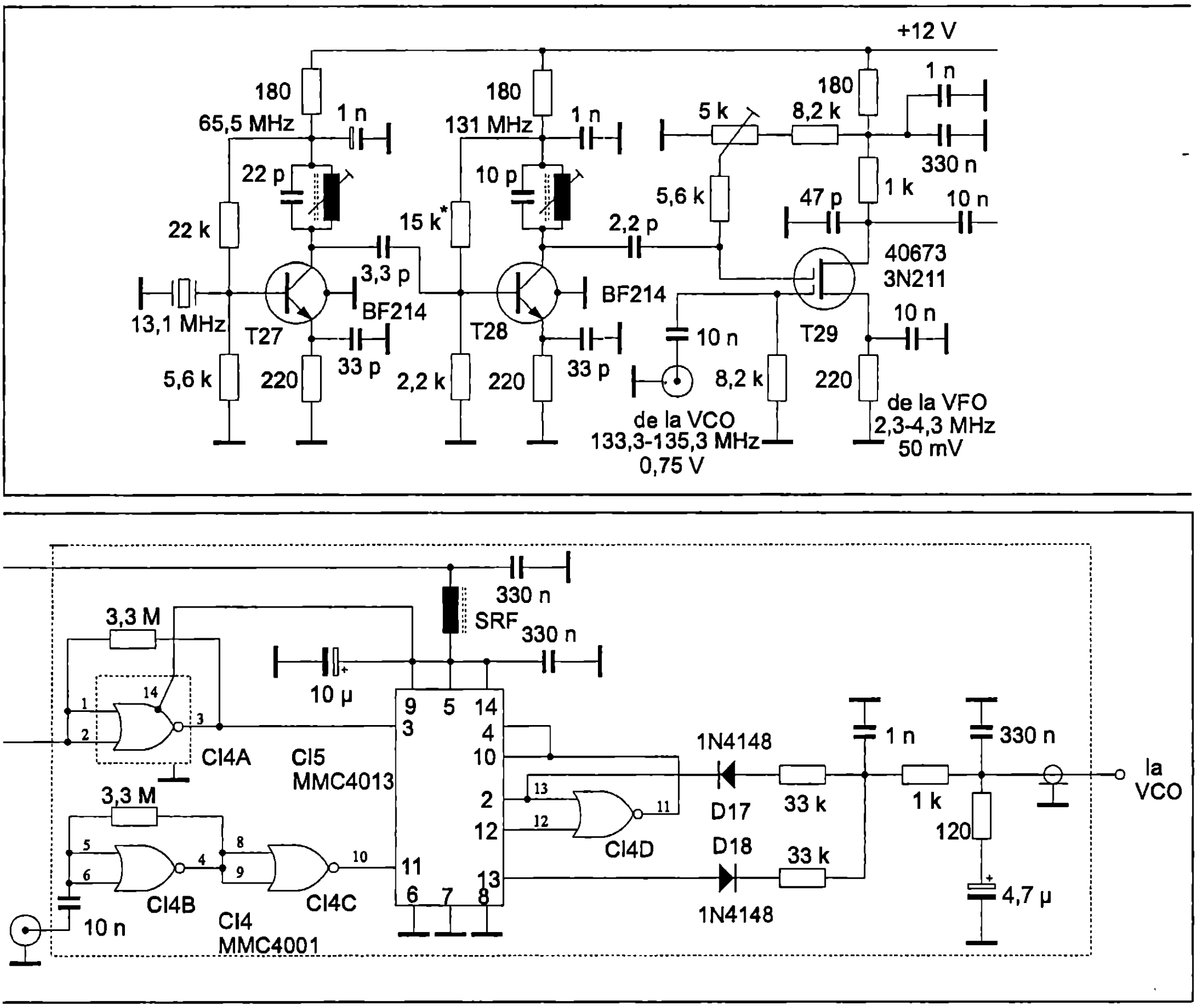


Fig. 4.7

Toate etajele amplificatoare ale emițătorului funcționează în clasa A sau AB. Curentul de repaus al etajului final (T_{18}) este de ordinul a 25-35 mA, iar valoarea acestuia se ajustează acționând asupra rezistorului de 620 ∞, marcat în schemă cu asterisc.

Formatorul de semnal cu bandă laterală dublă și cu purtătoarea suprimată (DSB) este realizat cu tranzistoarele T_{19}, T_{20} și diodele de mixare D_{18} și D_{19} (care sunt de tip ROD 01). Atenuarea purtătoarei față de semnalul maxim care iese din mixer trebuie să fie de ordinul a 300 de ori (50 dB).

Formatorul de semnal telegrafic (CW) este implementat cu tranzistorul T_{21}. Frecvența de oscilație a cristalului folosit trebuie să fie cu 800 Hz mai mare decât cea a semnalelor DSB și MF.

Formatorul de semnal modulat în frecvență (MF) se realizează cu tranzistorul T_{22}. Modulația în frecvență se face acționând asupra cristalului oscilator. Tranzistorul T_{23} are rol de separator. La intrarea mixerului de emisie se aplică pe rând semnal SSB, CW sau MF, prin intermediul diodelor de comutație D_9, D_{10} și D_{11}.

Amplificatorul de microfon este realizat cu un circuit integrat de tip βA741 (CI_2), care este prevăzut cu o corecție de ton ce favorizează frecvențele înalte, pentru ca modulația să fie mai „penetrantă".

Oscilatorul local care generează semnale cu frecvența de 133,3-135,3 MHz este realizat cu tranzistorul T_{11}, urmat de un etaj separator, T_{12}. Acesta este un oscilator comandat în tensiune (VCO). Acordul se face acționând asupra tensiunii aplicate diodei varicap D_{23}, de tip BB139. Tensiunea de comandă este furnizată de către comparatorul de fază prezentat în figura 4.7. Acest montaj folosește o buclă PLL.

Tranzistorul T_{27} selectează armonica a cincea a frecvenței cristalului conectat în circuitul bazei, adică 65,5 MHz. Tranzistorul T_{28} funcționează în regim de dublare a frecvenței, pentru a se obține 131 MHz. Acest semnal se aplică pe poarta 2 a tranzistorului mixer T_{29}. Pe poarta 1 a acestui tranzistor se aplică semnalul de la VCO, cu variația frecvenței în limitele 133,3-135,3 MHz. În drena mixerului se obține semnalul diferență, cu valoarea cuprinsă în limitele 2,3-4,3 MHz.

Drept comparator de fază s-au folosit un circuit integrat de tip MMC4013 (care conține două bistabile de tip D) și o poartă a circuitului integrat MMC4001 (CI_4). Celelalte trei porți ale lui CI_4 sunt folosite ca formatoare și separatoare ale semnalului obținut de la mixerul T_{29} și ale celui sosit de la oscilatorul local cu frecvența variabilă în limitele 2,3-4,3 MHz, cu care se face acordul în bandă al aparatului.

Acest oscilator nu este prezentat în schemă deoarece el trebuie realizat în funcție de frecvența cristalului. Dacă nu va fi folosit un cristal cu frecvența de 13,1 MHz (fig. 4.7), ci unul de 13 MHz, atunci, prin multiplicare, vom obține o frecvență de 130 MHz, iar oscilatorul de acord va trebui să varieze frecvența în limitele 3,3-5,3 MHz. La ieșirea

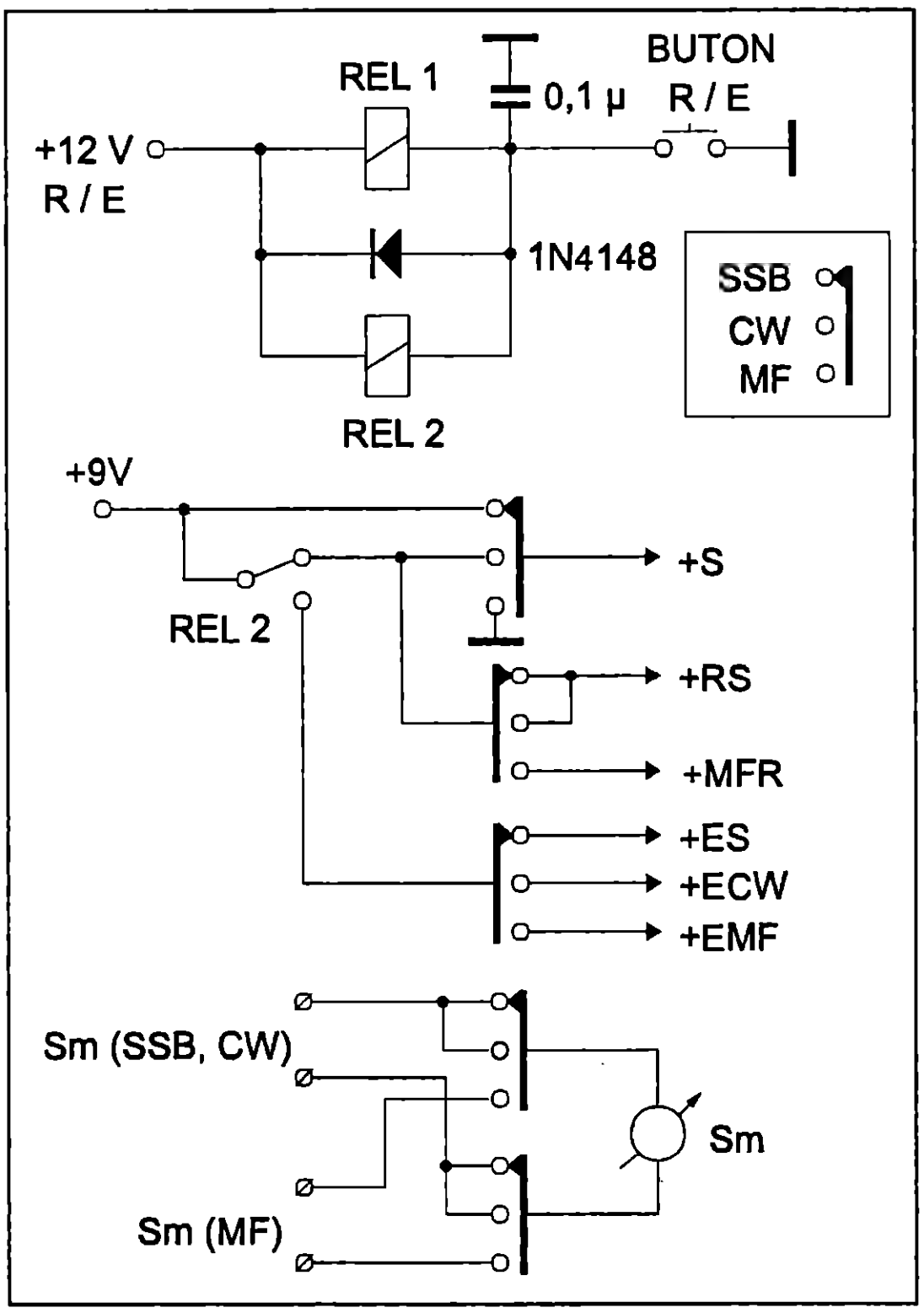


Fig. 4.8

detectorului de fază realizat cu diodele D_{17} și D_{18} se obține o tensiune continuă proporțională cu diferența de fază dintre semnalele aplicate comparatorului de fază. Această tensiune va comanda frecvența generatorului de tip VCO, care, în final, va avea o stabilitate de frecvență identică celei a oscilatorului local (VFO), ce are frecvența cuprinsă în limitele 2,3-4,3 MHz.

În figura 4.8 sunt prezentate comutările tensiunilor pentru cele trei moduri de lucru.

Transceiver SSB (20 m)

Aparatul prezentat este un emițător-receptor cu bandă laterală unică (BLU) și lucrează, atât la recepție, cât și la emisie, pe aceeași frecvență, în limitele 14,0-14,5 MHz. O serie de subansambluri sunt folosite în comun și la recepție și la emisie, cum sunt oscilatorul BFO, mixerul 1, formatorul de semnal cu bandă laterală dublă BLD (și purtătoare suprimată), filtrul formator de semnal BLU, amplificatorul cu dublu sens pentru frecvența intermediară de 10,7 MHz, mixerul 2, mixerul 3 și oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO), împreună cu oscilatorul pilotat cu cristal cu frecvența de 30,735 MHz (vezi schema bloc din fig. 4.9).

Regimul de recepție

Semnalele captate de antenă, cu frecvența de 14,0-14,5 MHz, traversează releul de antenă (REL 3, figura 4.11) și filtrul-dop ce rejectează semnalele de 10,7 MHz (L_{22}, figura 4.10) și ajung la filtrul trece-bandă acordat pe 14-14,5 MHz, format din L_{18}-L_{21} (figura 4.10).

În continuare, aceste semnale sunt amplificate de tranzistoarele T_7 și T_8 și ajung la mixerul 3. La acest mixer se aplică și semnalul cu frecvență variabilă, de 24,7-25,2 MHz, ce sosește de la tranzistorul T_{14}, de pe o priză a bobinei L_{28}; acest semnal se obține din diferența frecvențelor a două semnale: cea a semnalului cu frecvența de 30,735 MHz, generat de tranzistorul T_{13} (armonica a treia a cristalului de 10,245 MHz – Q_9) și cea a

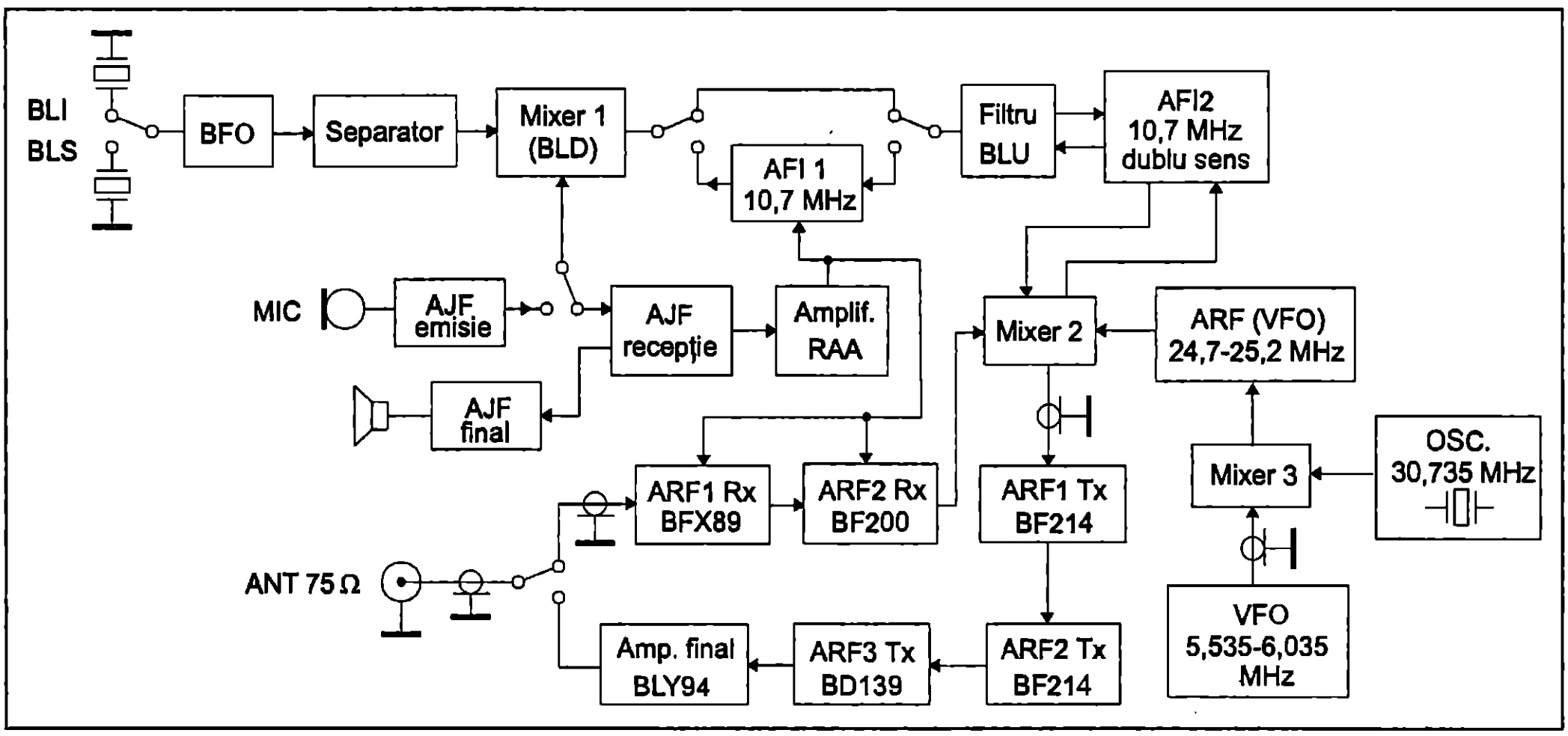


Fig. 4.9

semnalului generat de oscilatorul cu frecvență variabilă (VFO, figura 4.12), cuprinsă între 5,535 și 6,035 MHz. Mixarea acestor două semnale și obținerea diferenței frecvenței acestora se fac cu mixerul 3 (figura 4.10). La ieșirea mixerului 3 este plasat un filtru trece-bandă în limitele 24,7-25,2 MHz.

În mixerul 2 se obține semnalul de frecvență intermediară de 10,7 MHz, care este selectat de filtrul trece-bandă format din L_8-L_{11}. În continuare, acest semnal este aplicat unui etaj cu dublu sens de amplificare (T_5-T_6; în regim de recepție funcționează tranzistorul T_6), după care traversează filtrul cu cristale (Q_3-Q_8) formator de semnal BLU și ajunge la amplificatorul de frecvență intermediară (T_3-T_4), care funcționează numai în regim de recepție. Semnalul amplificat se aplică la mixerul echilibrat (D_1-D_2) împreună cu semnalul de bătăi obținut de la generatorul BFO (tranzistorul T1 fiind oscilator pilotat cu cristal, iar tranzistorul T_2 – separator-adaptor). Se poate selecta fie banda laterală superioară, fie cea inferioară, folosind, prin comutare, fie cristalul Q_2 (BLS), fie Q_1 (BLI). Semnalul de joasă frecvență obținut la ieșirea mixerului echilibrat este aplicat unui amplificator format din tranzistoarele T_{11}-T_{12}. De la tranzistorul T_{12}, semnalele se aplică la amplificatorul de ascultare (audio), care nu este figurat pe schemă, precum și la amplificatorul de reglaj automat al amplificării (T_{15}) cu constantă mare de acționare, specifică lucrului cu BLU. Pentru ascultare se poate folosi orice tip de amplificator care să permită audiția fie în căști, fie în difuzor, după preferință.

La acordul în bandă al oscilatorului VFO a fost folosită o secțiune de la un condensator variabil utilizat în receptorul „Albatros“, la care s-a adăugat o demultiplicare mecanică în raportul 1:10. Ținând seama și de demultiplicarea încorporată a condensatorului variabil, rezultă o demultiplicare totală de ordinul 1: 30, care permite un acord foarte comod al semnalelor cu BLU.

Regimul de emisie

Semnalul de la microfon este amplificat de tranzistoarele T_9-T_{10} și aplicat mixerului echilibrat (mixerul 1), împreună cu semnalul BFO cules de pe înfășurările L_4-L_5. La ieșirea acestui mixer se obține un semnal cu purtătoarea suprimată (cu bandă laterală dublă – BLD). Filtrul cu cristale (Q_3-Q_8) selectează una din benzile laterale. Semnalul cu BLU este aplicat amplificatorului pe 10,7 MHz (T_5) și, traversând filtrul trece-bandă (L_8-L_{11}), ajunge la mixerul 3, unde, împreună cu semnalul cu frecvența variabilă de 24,7-25,2 MHz, formează, prin diferență, semnalul necesar la emisie, cuprins în limitele 14,0-14,5 MHz. Cules de pe înfășurarea L_{14}, semnalul traversează un filtru de rejecție a semnalelor de 10,7 MHz (L_{29}) și este aplicat primului etaj amplificator al emițătorului (T_{16}). Primele două tranzistoare ale emițătorului (T_{16}-T_{17}) sunt alimentate cu tensiunea de 12 V, iar ultimele două, prefinal și final, cu tensiunea de 24 V. Tranzistorul T_{18} (BD139), care absoarbe o putere de circa 3 W, precum și T_{19} (BLY94), cu o putere absorbită de circa 30-35 W, necesită radiatoare corespunzătoare acestor puteri.

Pentru a nu permite radiația de semnale perturbatoare (armonice ale frecvenței de 14 MHz), la ieșirea emițătorului, în serie cu antena, se va conecta un filtru trece-bandă (14,0-14,5 MHz) cu impedanțe de intrare și ieșire de 75 Ω. Puterea utilă radiată în antenă este de ordinul a 20-25 W (PEP). Curentul consumat de ultimele etaje ale emițătorului este de maximum 2 A (în regim de vârf de modulație). A fost folosit un alimentator precum cel din figura 4.13. Pentru a evita cuplajele nedorite între diferite etaje amplificatoare, în multe cazuri au fost folosite la executarea circuitelor rezonante toruri din ferită. În acest caz nu a mai fost necesară ecranarea lor.

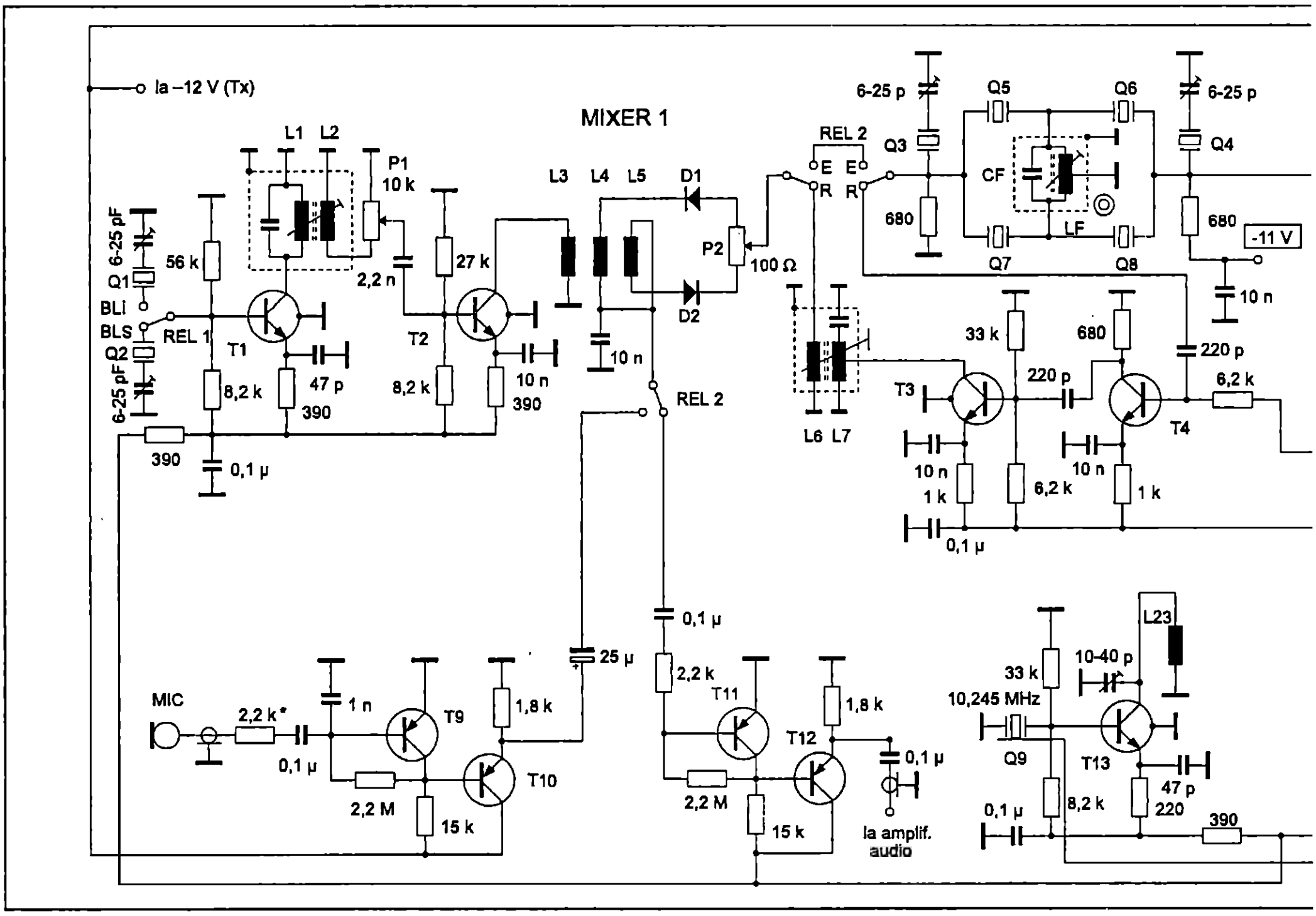


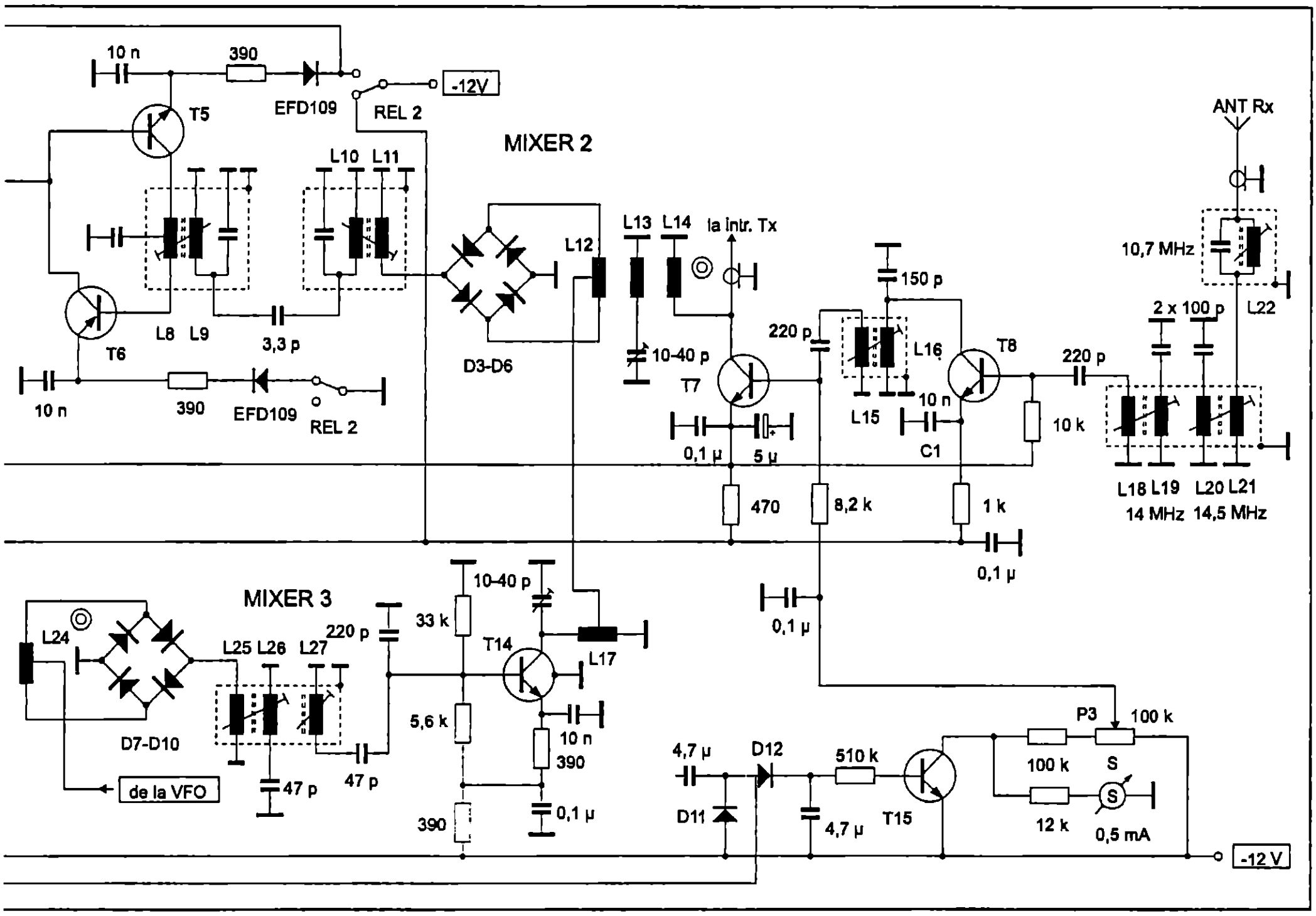
Fig. 4.10

Realizare și reglaje

Un element important în obținerea unor performanțe mulțumitoare este filtrul cu cristale formator de semnal BLU. Acesta a fost realizat în modul următor: s-a măsurat frecvența de rezonanță a cristalelor folosind montajul din figura 4.14; au fost selectate două perechi de cristale astfel încât frecvența de rezonanță a cristalelor fiecărei perechi să difere cu maximum 50 Hz, iar diferența de frecvență dintre cristalele din perechi diferite să fie de 1,4-1,6 kHz. Dacă diferența este de 1,5 kHz, se obține un filtru cu banda de trecere (la –6 dB) de ordinul a 2,7 kHz. În figura 4.10 se prezintă modul de conectare a cristalelor: Q_5 și Q_6 formează una din perechile selectate (indiferent care), iar Q_7 și Q_8 – cealaltă pereche.

În scopul îmbunătățirii fronturilor caracteristicii de transfer au fost conectate și cristalele rejectoare Q_3 și Q_4, unul pentru frontul anterior, iar celălalt pentru frontul posterior. Pentru a putea vizualiza forma benzii de trecere a filtrului cu cristale pe ecranul unui osciloscop, a fost realizat montajul din figura 4.15.

Tranzistorul T1 este un oscilator cu frecvența variabilă (10,7 MHz), cu semnalul modulat în frecvență, cu ajutorul diodei varicap D_1, de un semnal în formă de dinte de ferăstrău (DDF). Generatorul de semnale DDF este realizat cu tranzistoarele T_2-T_4. Frecvența de repetiție a impulsurilor este de ordinul a 5 Hz. În continuare, tranzistoarele T_5-T_8 reprezintă un amplificator (pentru frecvențe joase) pentru semnalul DDF, de la ieșirea căruia semnalul este aplicat la intrarea H (baleiaj pe orizontală) a unui osciloscop. Se poate folosi orice osciloscop prevăzut cu bornă de intrare pentru deviere pe orizontală.



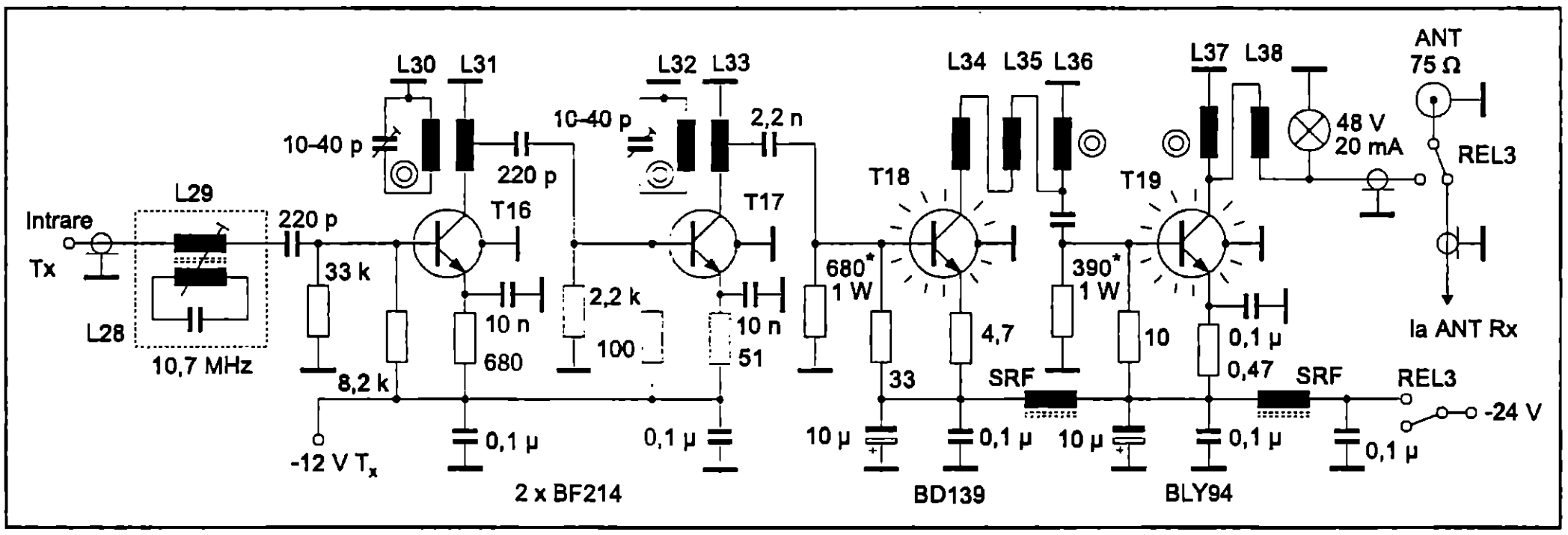


Fig. 4.11

În acest mod, montajul din fig. 4.15, împreună cu osciloscopul folosit reprezintă un vobuloscop.

În continuare s-a realizat montajul filtrului cu cristalele de rejecție Q_3 și Q_4, conectând și cele două rezistoare de adaptare de 680 ∞. Drept circuit oscilant LF-CF a fost folosit un trafo FI de 10,7 MHz.

Reglarea filtrului se face în modul următor: pe una din intrări se aplică semnalul cules de la potențiometrul P_1 (figura 4.15); acționând asupra miezului înfășurării L_1 și a condensatorului variabil CV, se aranjează ca pe osciloscop să apară forma caracteristicii amplitudine-frecvență a filtrului (forma benzii de trecere), o imagine asemănătoare

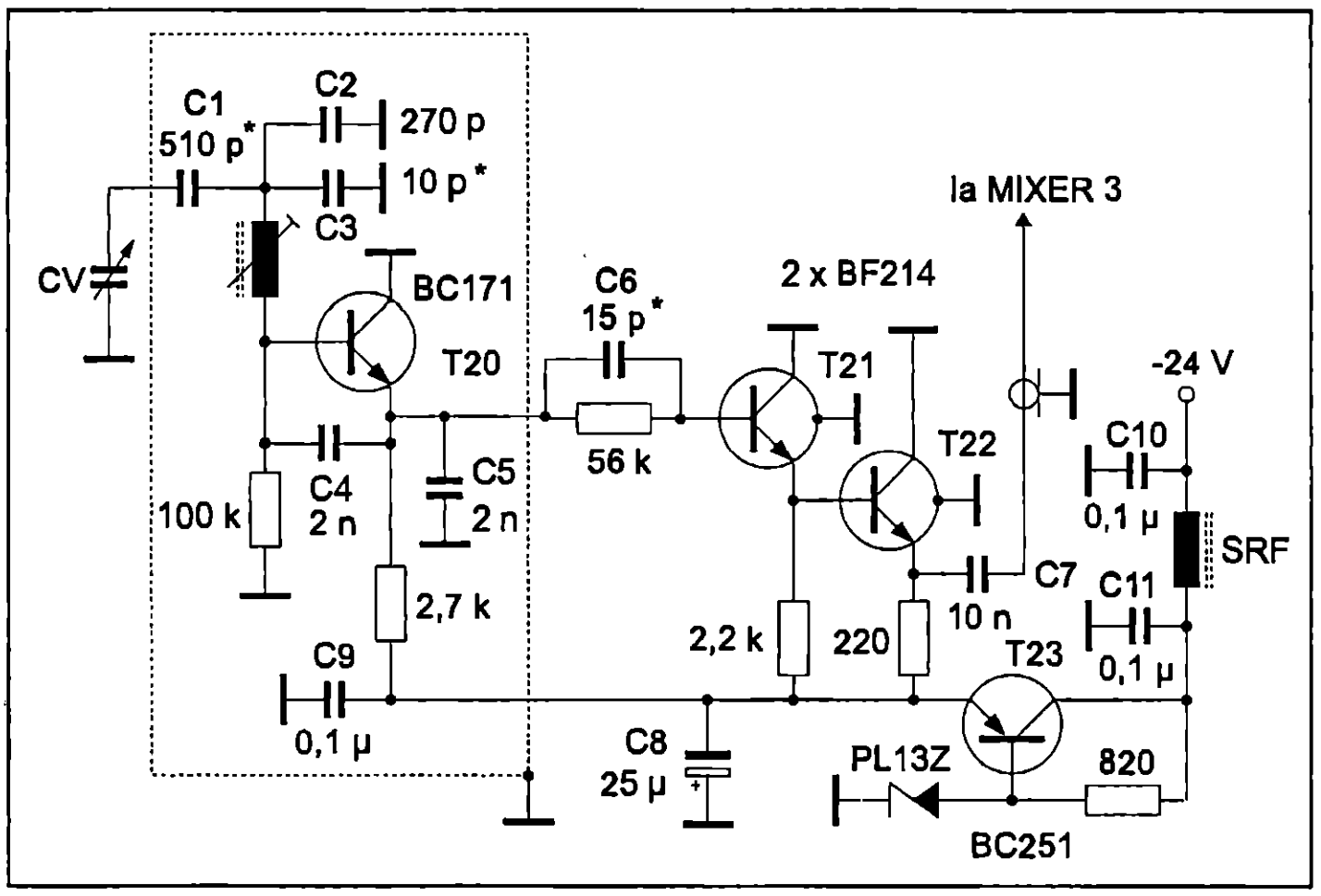


Fig. 4.12

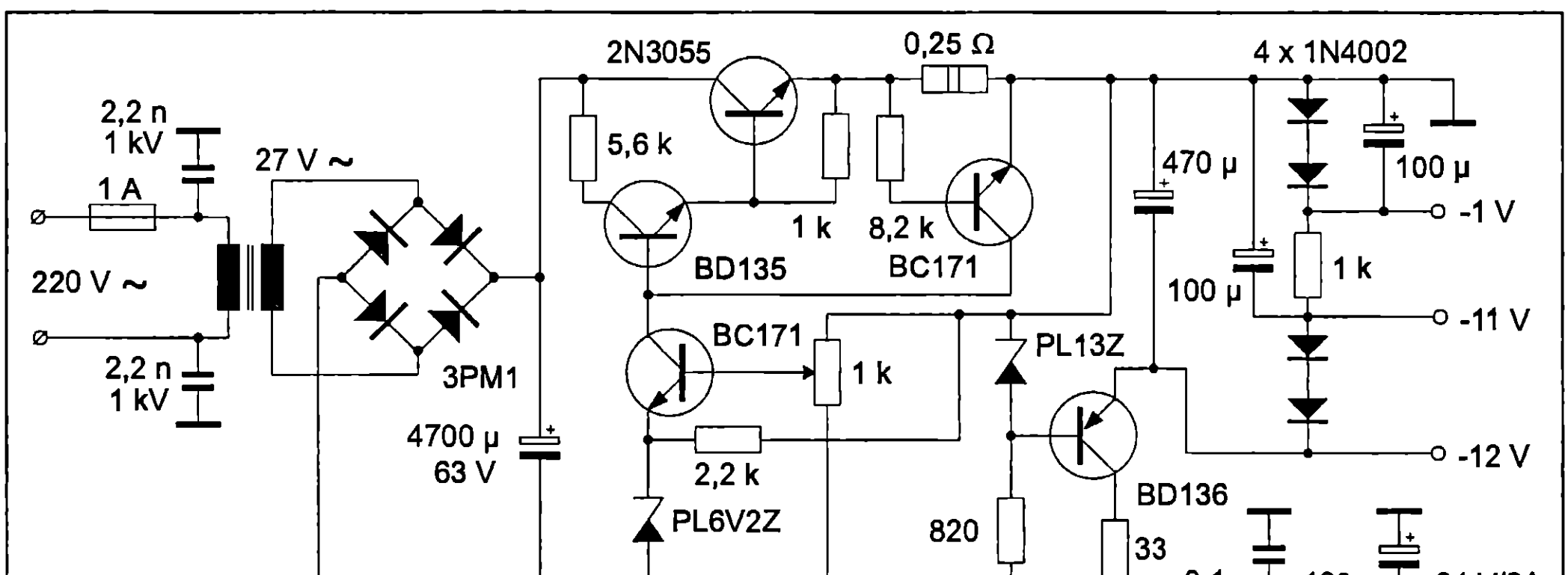


Fig. 4.13

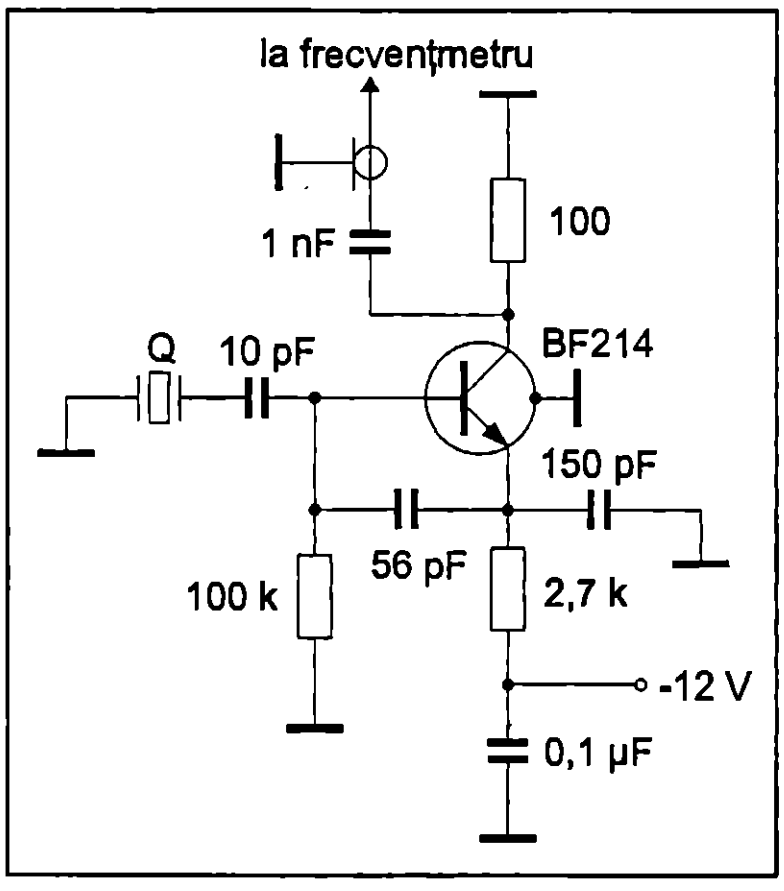


Fig. 4.14

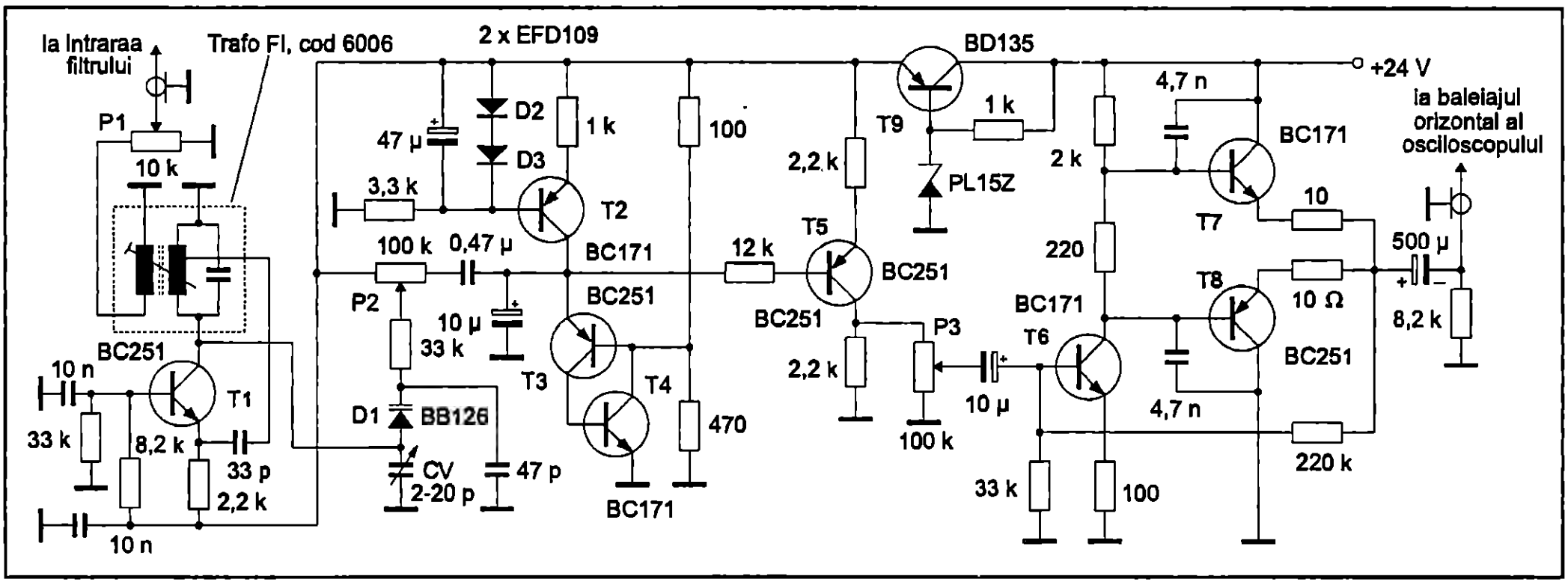


Fig. 4.15

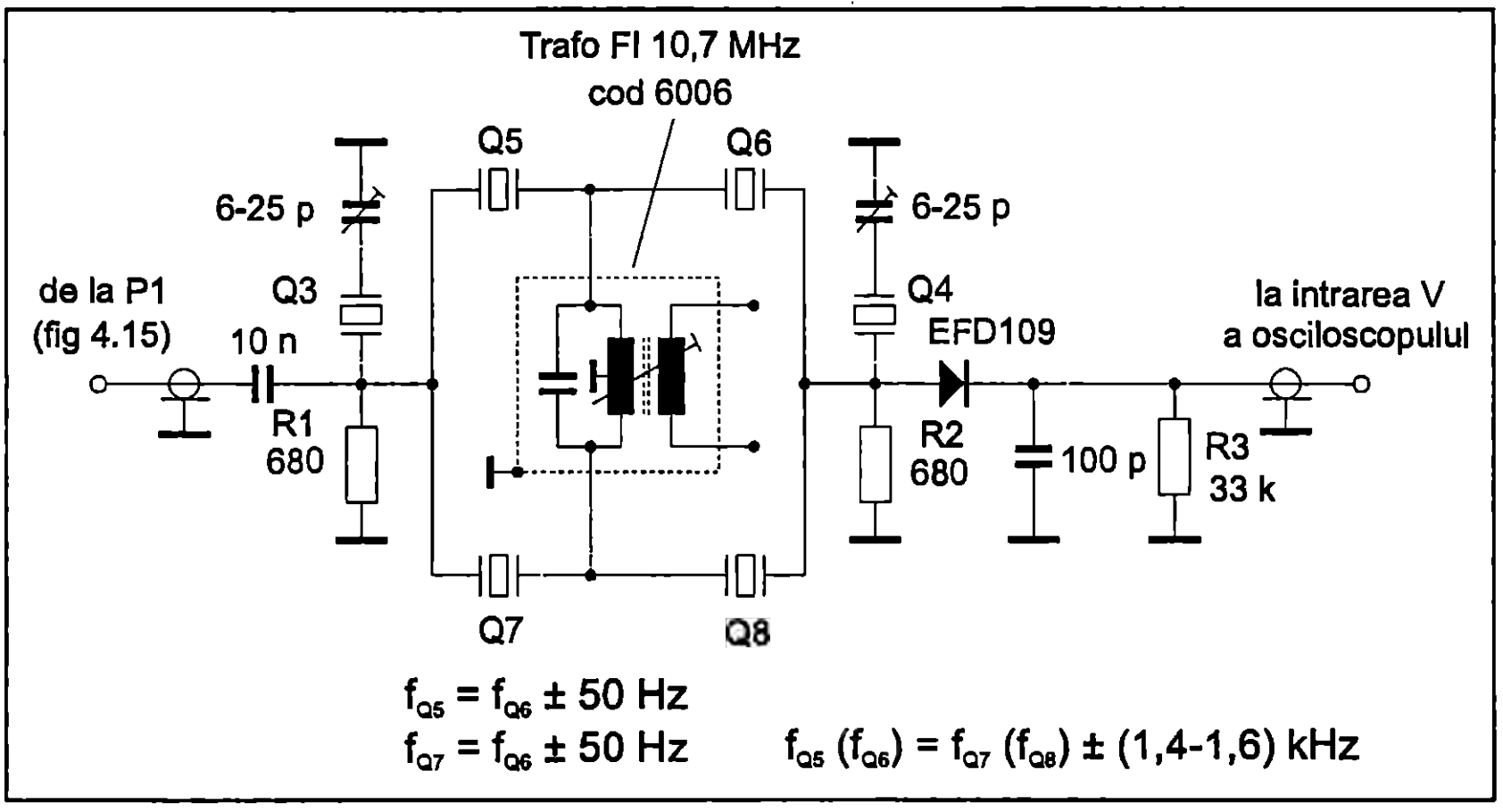


Fig. 4.16

celei din figura 4.17 (curba trasată continuu). Reglând miezul bobinei se uniformizează (simetrizează) forma curbei. Dacă pe palierul caracteristicii apar neuniformități de amplitudine mai mari de 2 dB (20%), se va ajusta valoarea rezistoarelor R_1 și R_2 (fig. 4.16), de regulă, în sensul micșorării acesteia.

După aceea se conectează cristalul Q_3. Acesta trebuie să aibă o asemenea frecvență de rezonanță încât să permită o rejecție ca în figura 4.17 (curba punctată). Acest reglaj se face acționând asupra condensatorului trimer cu care este conectat în serie cristalul respectiv. Dacă, de exemplu, cu ajutorul cristalului Q_3 s-a realizat ameliorarea frontului din stânga curbei (frecvențe mai mici), cristalul Q_4 va trebui să facă același lucru, însă în partea dreaptă a curbei, în mod simetric. După aceasta, componentele din schema din figura 4.16 vor fi amplasate definitiv în montaj. Atenție la trimere, care nu trebuie dereglate în timpul realizării montajului definitiv!

După ce filtrul a fost conectat în montajul definitiv, se vor face reglajele necesare obținerii semnalului BLD. Acționând potențiometrul P_1 (fig. 4.10) se ajustează valoarea semnalului BFO injectat în mixerul echilibrat (D_1-D_2). Pe colectorul tranzistorului T_2 trebuie să fie o tensiune (de vârf) de ordinul a 1,5-1,7 V. Acționând potențiometrul P_2

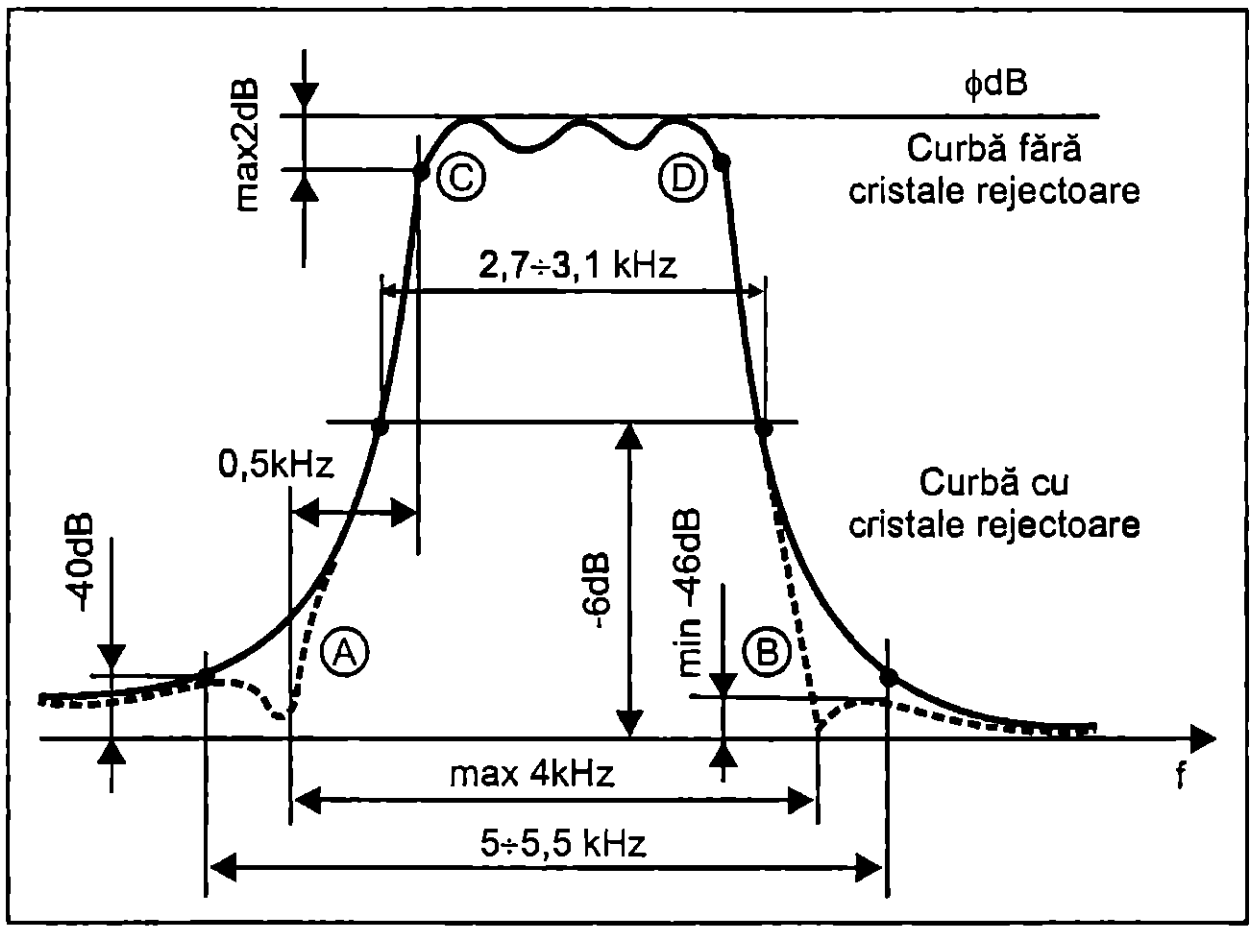


Fig. 4.17

se realizează suprimarea purtătoarei (măsurarea se face la ieșirea filtrului) atenuarea trebuind să fie de cel puțin 200 de ori (46 dB). Aplicând la borna de microfon un semnal de joasă frecvență de ordinul a 5 mV, cu frecvența de 1000-2000 Hz, la ieșirea filtrului se obține semnalul BLU.

Frecvențele de oscilație ale oscilatorului BFO se aleg astfel încât să corespundă punctelor A (pentru recepționarea benzii laterale superioare), respectiv B (pentru banda inferioară), din figura 4.17.

Când se realizează blocul oscilatorului cu frecvență variabilă VFO (montat în carcasă separată de restul aparatului), trebuie avută în vedere obținerea unei construcții rigide din punct de vedere mecanic. Condensatoarele C_1, C_2, C_4 și C_5 vor fi cu mică, iar C_3 va avea coeficientul de temperatură pozitiv.

Blocul emițător (fig. 4.11) se realizează separat de blocul receptor.

Releele folosite sunt de tip miniatură, de 12 V. În locul releului REL 2, care trebuie să aibă șase contacte cu două poziții, se pot folosi mai multe relee care să asigure numărul necesar de comutări.

În schema din fig. 4.10 au fost folosite următoarele tipuri de tranzistoare: T1-T_5 și T_{13}-T_{14} pot fi de tip BF214, BF215 sau BF255; T_6 și T_9-T_{12} – de tip BC251, BC252 sau BC253; T_{15} este de tip BC171, BC172 sau BC173; T_7 – de tip BF200 și T_8 – de tip BFX89.

Datele bobinelor

Denumire	Nr. spire	Conductor	Suport	Observații
L_1, L_2				trafo FI
L_6, L_7				10,7 MHz
L_8 L_9	2 + 2 original	CuEm ϕ 0,1 mm		
L_{10}, L_{11}				
L_{22}				

Denumire	Nr. spire	Conductor	Suport	Observații
L_{28}, L_{29}				
L_3, L_4, L_5	15	CuEm ϕ 0,1 mm	Tor ferită	D = 8 mm d = 4 mm L = 2,5 mm
L_{12} L_{13} L_{14}	2 + 2 16 3	CuEm ϕ 0,1 mm	Tor ferită	
L_{23} L_{24}	8 2 + 2	CuEm ϕ 0,2 mm	Tor ferită	
L_{17}	2 +5	CuEm ϕ 0,4 mm	Tor ferită	D = 12 mm d = 6 mm L = 4,5 mm
L_{30} L_{31}	9 1 + 2	Cu + vinilin ϕ 0,4 mm	Tor ferită	
L_{32} L_{33}	9 1 + 2	Cu + vinilin ϕ 0,4 mm	Tor ferită	
L_{34}, L_{35}, L_{36}	3 x 10	Cu + vinilin ϕ 0,4 mm	Tor ferită	D = 20 mm d = 10 mm L = 4,5 mm
L_{37}, L_{38}	2 x 10	Cu + vinilin ϕ 0,8 mm	Tor ferită	D = 20 mm d = 10 mm L = 9 mm
L_{15} L_{16}	2 10	CuEm ϕ 0,2	ϕ carcasă = 5 mm	Bloc UUS
L_{18} L_{19} L_{20} L_{21}	2 15 15 2	CuEm ϕ 0,2 mm		Trafo FI 10,7 MHz
L_{25} L_{26} L_{27}	2 15 16	CuEm ϕ 0,2 mm		

Transceiver pe 432 MHz

După multe experimentări în tehnica UHF, a fost realizat un transceiver pentru banda de 432 MHz folosind numai piese electronice accesibile în practica radioamatorilor, cu excepția punctelor unde au fost necesare componente speciale, cum sunt, de exemplu, tranzistoarele de putere de până la 1 GHz și releul coaxial (pentru comutarea antenei). În blocul formator de bandă laterală unică (BLU) au fost folosite în exclusivitate componente electronice de uz curent, ușor de procurat.

Pentru simplificarea comutării semnalelor la schimbarea regimului de lucru recepție/emisie, au fost folosite diode de comutație de tip BA244.

Ecartul de frecvență al transceiverului este de 1 MHz, adică se acoperă banda de 432-433 MHz, deoarece, în cazul când am folosi o bandă de 2 MHz, ar fi greu de realizat filtre pe frecvența de 28 MHz, cu o bandă de trecere mai mare de 1 MHz, fără a fi nevoie de acorduri suplimentare în bandă ale acestora.

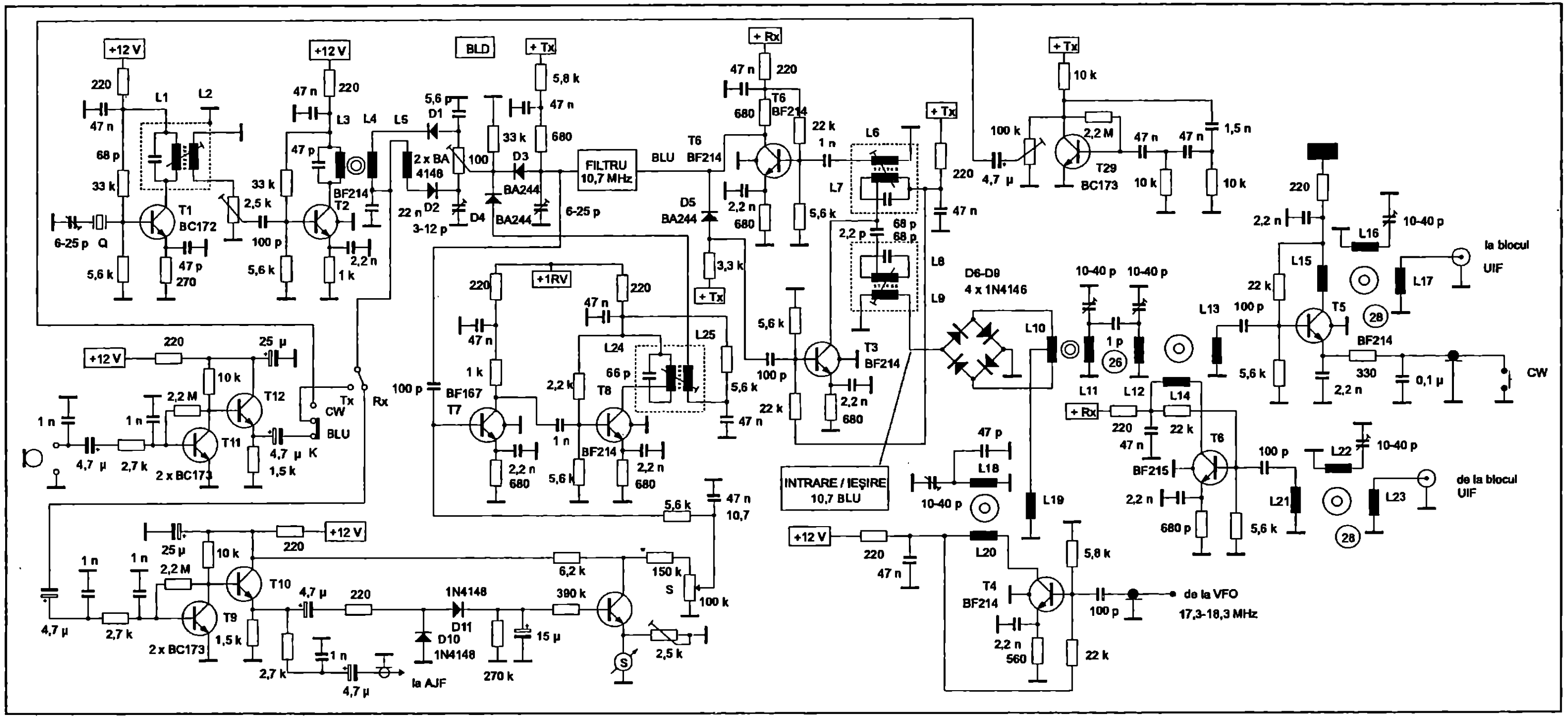

+12 V
220
47 n
L1
L2
68 p
33 k
T1
BC172
6-25 p
Q
5,6 k
47 p
270
2,5 k
100 p
1 k
2,2 n
47 p
L3
L4
L5
BF214
T2
BLD
+ Tx
5,6 p
D1
2 x BA
4148
22 n
D2
3-12 p
D4
100
33 k
D3
BA244
BA244
5,8 k
47 n
680
6-25 p
FILTRU
10,7 MHz
BLU
T6
BF214
+ Rx
47 n
220
T6
BF214
680
22 k
1 n
2,2 n
680
5,6 k
D5
BA244
3,3 k
+ Tx
L6
L7
+ Tx
220
47 n
2,2 p
68 p
68 p
L8
L9
5,6 k
T3
BF214
100 p
22 k
2,2 n
680
D6-D8
4 x 1N4146
L10
+ Tx
10 k
100 k
4,7 µ
2,2 M
T29
BC173
47 n
47 n
1,5 n
10 k
10 k
220
2,2 n
L16
10-40 p
la blocul
UIF
L15
22 k
T5
L13
100 p
5,6 k
28
L17
BF214
330
2,2 n
0,1 µ
CW
10-40 p
10-40 p
1 p
26
L11
L12
L14
+ Rx
220
47 n
22 k
T6
BF215
2,2 n
680 p
5,6 k
100 p
L21
L22
10-40 p
L23
28
de la blocul
UIF
47 p
L18
10-40 p
L19
INTRARE / IEŞIRE
10,7 BLU
+12 V
220
47 n
L20
5,8 k
T4
BF214
100 p
de la VFO
17,3-18,3 MHz
2,2 n
560
22 k
+1RV
220
47 n
1 k
100 p
BF167
T7
2,2 k
L24
66 p
T8
L25
5,6 k
47 n
1 n
BF214
2,2 n
680
5,6 k
2,2 n
680
5,6 k
47 n
10,7
+12 V
220
25 µ
10 k
2,2 M
T12
1 n
1 n
4,7 µ
2,7 k
2 x BC173
T11
4,7 µ
1,5 k
K
CW
BLU
Tx
Rx
+12 V
220
25 µ
10 k
2,2 M
T10
1 n
1 n
4,7 µ
2,7 k
2 x BC173
T9
1,5 k
6,2 k
150 k
S
100 k
4,7 µ
220
1N4148
D11
D10
1N4148
390 k
15 µ
270 k
2,5 k
S
2,7 k
1 n
4,7 µ
la AJF

Fig. 4.18

Descrierea schemei din figura 4.18

Oscilatorul cu frecvența de 10,7 MHz (BFO) este realizat cu tranzistorul T_1 și cristalul Q. Condensatorul trimer de 6-25 pF, conectat în serie cu cristalul, permite obținerea valorii necesare a frecvenței oscilatorului, într-o plajă de 2-3 kHz. În cazul de față, oscilatorul are frecvența de 10,7033 MHz, deoarece banda de trecere a filtrului cu cristale, la –6 dB, este cuprinsă în limitele 10,7003-10,7030 MHz. A fost necesară alegerea frecvenței de 10,7033 MHz, deci mai sus decât aceea a filtrului (selectând astfel banda laterală inferioară), deoarece urmează încă o schimbare a frecvenței în banda de 28 MHz, în final obținându-se banda laterală superioară, datorită faptului că oscilatorul cu frecvență variabilă VFO (figura 4.20) are frecvența cuprinsă în limitele 17,3-18,3 MHz. Tranzistorul T_2 are rolul de separator între oscilatorul BFO și modulatorul echilibrat, executat cu două diode de tip 1N4148 cu parametrii identici în special în ceea ce privește rezistența în conducție directă. Cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 100 ∞ și al condensatorului trimer de 3-12 pF se reglează atenuarea maximă a purtătoarei de 10,7 MHz. La ieșirea modulatorului echilibrat se obține un semnal cu bandă laterală dublă (BLD) și purtătoarea suprimată. Modulatorului echilibrat i se aplică și semnalul de audiofrecvență în punctul median al bobinelor L_4-L_5, semnal cules din emitorul tranzistorului T_{12}. Tranzistoarele T_{11} și T_{12} amplifică semnalele de joasă frecvență culese de microfon. Microfonul are impedanța de 200 ∞.

În continuare vom descrie lanțul de emisie al blocului din figura 4.18. În regim de emisie, dioda de comutație D_3 va conduce, iar semnalul BLD va fi aplicat filtrului BLU cu cristale (10,7 MHz). La ieșirea din filtru, în serie cu dioda de comutație D_5, semnalul BLU se aplică pe baza tranzistorului T_3, unde este amplificat. Apoi, după ce traversează filtrul trece-bandă format din L_7-L_9, semnalul BLU cu frecvența de 10,7 MHz este aplicat mixerului inelar format din D_6-D_9. Ca sarcină a mixerului inelar este folosită bobina L_{10}, pe a cărei priză mediană se aplică semnalul cu frecvența variabilă cuprinsă în limitele 17,3-18,3 MHz. Acest semnal este cules de pe înfășurarea L_{19}, iar tranzistorul T_4 are rol de amplificator al semnalelor sosite de la VFO. După ce străbate filtrul trece-bandă (L_{11}-L_{12}) acordat pe frecvența de 28 MHz, semnalul BLU este amplificat de tranzistorul T_5, de unde se aplică blocului de UIF din figura 4.19.

Revenind la figura 4.18, vom prezenta lanțul de recepție. Semnalul cu frecvența de 28 MHz sosit de la blocul UIF (figura 4.19), după ce traversează filtrul L_{23}-L_{22}-L_{21}, este aplicat pe baza tranzistorului T_6. După ce este amplificat și după ce parcurge cel de-al doilea filtru acordat pe frecvența de 28 MHz (L_{14}-L_{12}-L_{11}-L_{10}), care este comun pentru emisie și recepție, acest semnal ajunge la mixerul inelar D_6-D_9, unde, prin amestec cu semnalul VFO, se obține frecvența de 10,7 MHz. Mai departe, acest semnal, traversând în sens invers față de emisie filtrul trece-bandă L_9-L_8-L_7-L_6, ajunge pe baza tranzistorului T_6, unde este amplificat și aplicat la intrarea filtrului BLU cu cristale. De la ieșirea filtrului cu cristale, semnalul intră în amplificatorul format din tranzistoarele T_7-T_8. Tot în circuitul bazei tranzistorului T_7 se aplică și semnalul de curent continuu de reglaj automat și manual al amplificării. Semnalul cules din colectorul tranzistorului T_8, după ce străbate filtrul L_{24}-L_{25}, înseriat cu dioda de comutație D_4, se aplică demodulatorului echilibrat D_1-D_2, unde, după mixarea cu semnalul BFO, se obține semnalul de joasă frecvență în punctul median al bobinelor L_4-L_5. Acest semnal este amplificat în continuare de tranzistoarele T_9-T_{10}. La ieșirea acestui amplificator se detectează semnalele de JF cu diodele D_{10}-D_{11} (regim de dublare de tensiune), iar

tranzistorul T_{13} lucrează ca amplificator de curent continuu pentru semnalul de reglaj automat al amplificării, care se aplică pe baza tranzistorului T_7, în serie cu potențiometrul „S". Din emitorul tranzistorului T_{10} se culege și semnalul de joasă frecvență, care se aplică amplificatorului de audiofrecvență prezentat în figura 4.22 (bineînțeles, în serie cu potențiometrul de volum de 100 k∞). Audiția se poate face în căști sau într-un difuzor.

Funcționarea în regim de telegrafie (CW)

Problema regimului de telegrafie se pune numai pentru emisie, deoarece la recepție nu trebuie făcut nimic în plus față de regimul BLU.

Pentru simplificarea acestui mod de lucru a fost generat un semnal telegrafic (semnal continuu) prin aplicarea la modulatorul echilibrat (D_1-D_2, figura 4.18) a unui semnal de joasă frecvență, prin intermediul unui comutator de mod de lucru BLU-CW, notat pe schemă cu K. Acest semnal are frecvența de 1000 Hz și se culege de la oscilatorul cu rețea de defazare realizat cu tranzistorul T_{29} (figura 4.18). Astfel, la mixerul echilibrat (D_1-D_2) s-a aplicat acest semnal în locul semnalului de la microfon.

Manipularea se face în circuitul de emitor al lui T_5, care are rolul de amplificator al semnalului cu frecvența de 28 MHz. În acest fel se obține o manipulare „curată", fără zgomote.

Realizarea

Fiecare dintre montajele prezentate în cele cinci figuri a fost implementat într-un bloc separat. Traseele semnalelor de înaltă frecvență dintre plăci au fost realizate cu cablu coaxial de 50 ∞.

Așa cum s-a menționat anterior, aparatul poate acoperi un domeniu de frecvență de 1 MHz (432-433 MHz). Pentru a se obține un acord comod în bandă, s-a folosit o demultiplicare totală de 1:40 (incluzând-o pe cea proprie a condensatorului variabil).

Descrierea blocului de UIF

Lanțul de emisie (figura 4.19) lucrează în modul următor: semnalul BLU cu frecvența de 28 MHz este aplicat tranzistorului T_{14}, aflat în serie cu bobina L_{26}, concomitent cu semnalul cu frecvența de 404 MHz. Remarcăm faptul că tranzistorul BF182 a dat cele mai bune rezultate în regim de mixare, în comparație cu altele. În colectorul tranzistorului T_{14} se obține un semnal cu frecvența egală cu suma frecvențelor semnalelor aplicate, adică 432 MHz. După ce traversează filtrul trece-bandă (432 MHz) format din L_{27}-L_{28}, semnalul este amplificat de tranzistoarele T_{15}-T_{17}. La ieșirea celui de-al treilea tranzistor (T_{17}) se obține o putere de ordinul a 1 W. Circuitele acordate L_{27}-L_{28} și L_{29} trebuie ecranate între ele pentru evitarea cuplajelor parazite. Toate șocurile de radiofrecvență (SRF) conțin câte 10 spire din conductor de cupru emailat, cu diametrul de 0,4-0,5 mm, bobinate spiră lângă spiră, cu diametrul interior de 3 mm (fără miez). Toate bobinele de UIF reprezentate în schemă printr-un arc de cerc (L_{26}, L_{27}, L_{28}) sunt confecționate din conductor de cupru argintat, cu diametrul de 1,5 mm, au o lungime de 55 mm și forma asemănătoare celei din schema electrică.

Semnalul cu frecvența de 404 MHz, menționat anterior, se obține astfel: ca oscilator s-au folosit un tranzistor de tip 2N918 (T_{18}) și un cristal tip overtone, cu frecvența de bază de 20,2 MHz. La bornele bobinei L_{32} se obține direct armonica a cincea, adică un semnal cu frecvența de 101 MHz. Tranzistoarele T_{19} și T_{20} funcționează în regim de dublare a frecvenței, obținându-se astfel 202 MHz, respectiv 404 MHz.

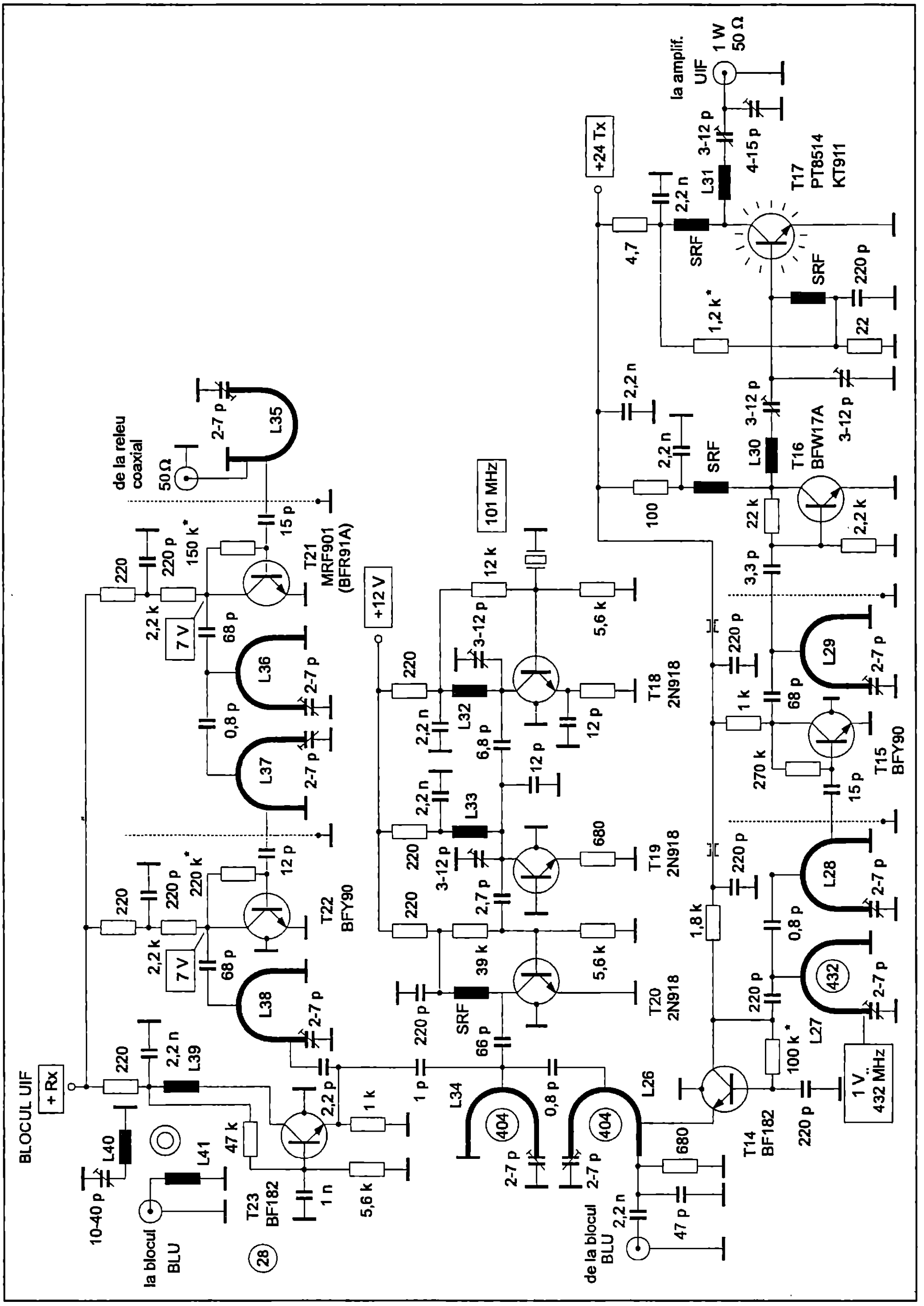

BLOCUL UIF
+ Rx
10-40 p
L40
la blocul BLU
L41
47 k
T23 BF182
2,2 p
1 k
1 n
5,6 k
28
220
2,2 n
L39
7 V
2,2 k
68 p
L38
2-7 p
de la releu coaxial
50 Ω
2-7 p
L35
15 p
T21 MRF901 (BFR91A)
150 k*
220 p
12 p
T22 BFY90
220 k*
+12 V
101 MHz
12 k
5,6 k
3-12 p
T18 2N918
2,2 n
L32
6,8 p
12 p
L33
680
T19 2N918
2,7 p
39 k
5,6 k
T20 2N918
220 p
SRF
66 p
0,8 p
L34
L26
404
2-7 p
de la blocul BLU
2,2 n
47 p
T14 BF182
680
1 p
100
2,2 n
SRF
L30
T16 BFW17A
22 k
2,2 k
3,3 p
1 k
270 k
T15 BFY90
1,8 k
L29
L28
L27
100 k*
1 V
432 MHz
+24 Tx
4,7
2,2 n
SRF
L31
3-12 p
4-15 p
la amplif. UIF
1 W
50 Ω
T17 PT8514 KT911
1,2 k*
220 p
22

Fig. 4.19

Funcționarea lanțului de recepție al blocului de UIF este următoarea: semnalul cules de antenă, după ce este comutat de releul coaxial din figura 4.21, este aplicat pe o priză a bobinei L_{35}. De pe altă priză a acestei bobine se culege semnalul ce se aplică pe baza tranzistorului T_{21}. De performanțele acestui tranzistor de intrare (raportul semnal-zgomot și factorul de intermodulație) va depinde, de fapt, și calitatea receptorului. Din acest motiv se va acorda mare atenție realizării montajului.

În continuare, semnalul cu frecvența de 432 MHz este amplificat de tranzistorul T_{22}, după care se aplică pe baza tranzistorului mixer T_{23}. Tot pe baza acestuia se aplică și semnalul cu frecvența de 404 MHz, iar în circuitul de colector se selectează semnalul diferență, de 28 MHz, care se aplică pe baza tranzistorului T_6 (fig. 4.18).

O mare parte din circuitele acordate pe frecvențele de 10,7 și 28 MHz au fost realizate pe toruri din ferită, pentru a nu fi necesară ecranarea lor. Au fost utilizate

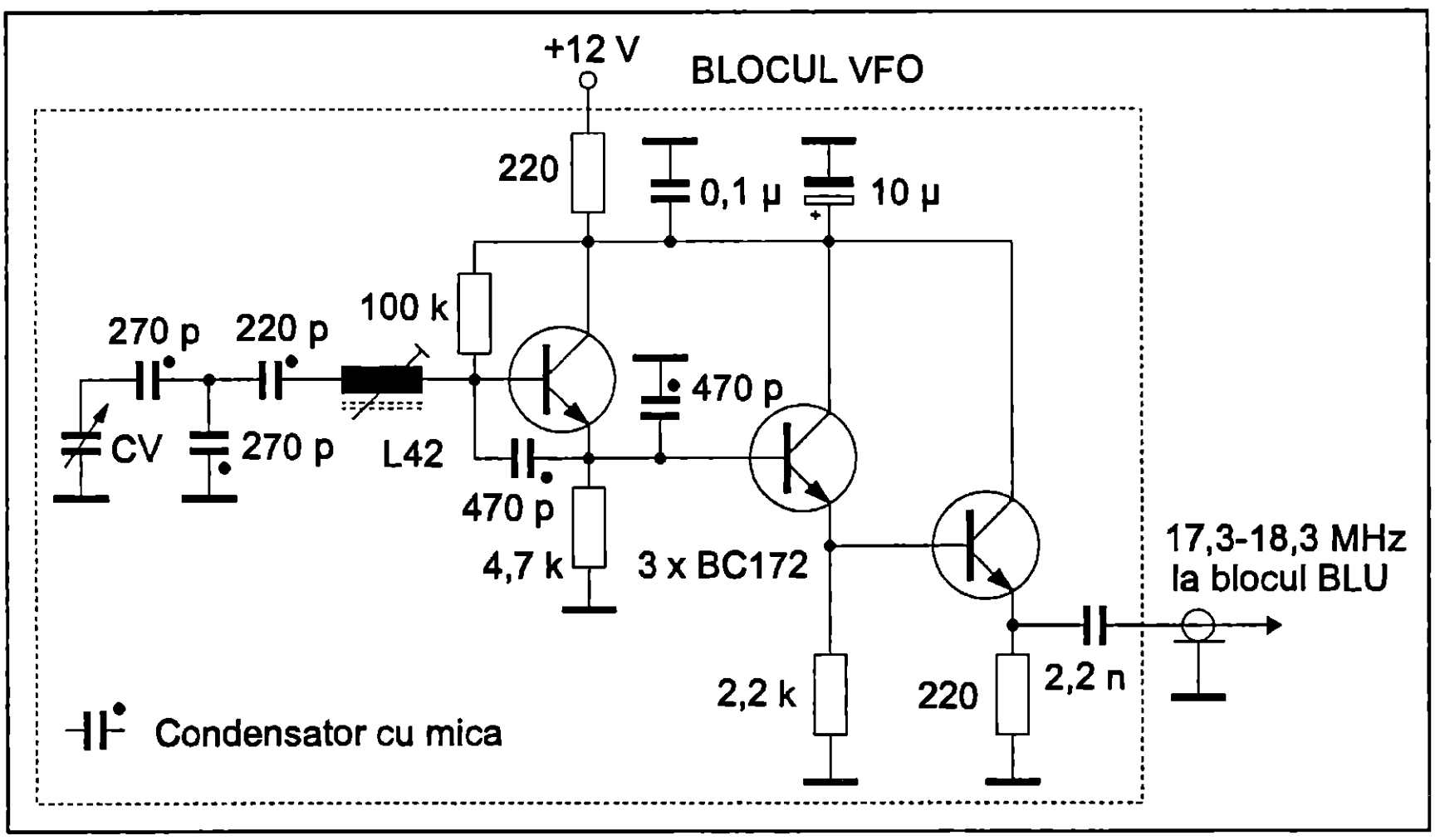


Fig. 4.20

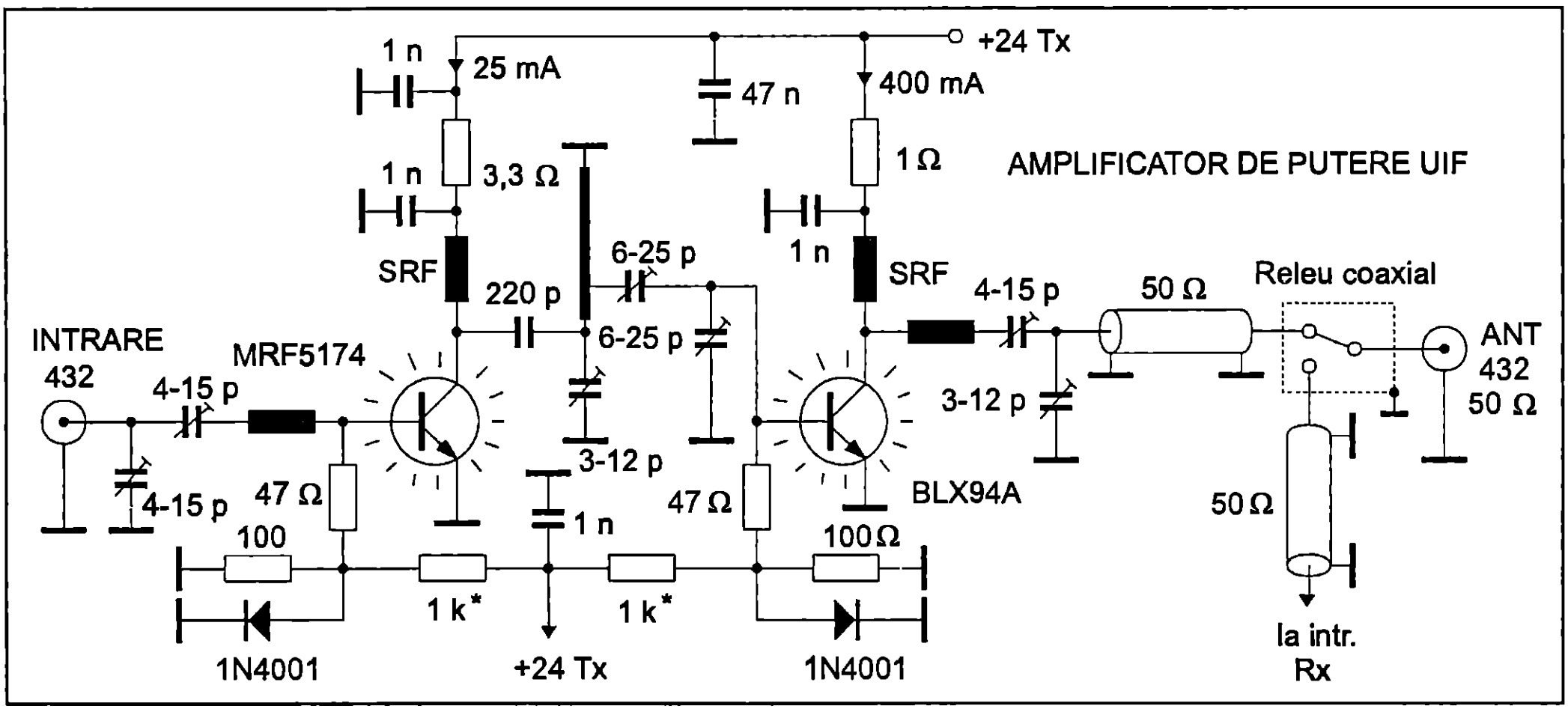


Fig. 4.21

toruri care se pot folosi până la frecvența de 30 MHz, cu diametrul exterior de 10 mm, cel interior de 6 mm și grosimea de 2 mm. Blocul VFO este realizat separat și ecranat complet. Schema acestuia este prezentată în figura 4.20. Bobina L_{42} conține 3 x 5 spire din conductor CuEm 0,3 mm. A fost folosită ca suport o carcasă din cele de la filtrele de frecvență intermediară de 10,7 MHz de la receptoarele „Gloria". S-a obținut o bună stabilitate a frecvenței oscilatorului datorită utilizării de condensatoare cu mică în circuitele de radiofrecvență. Condensatorul variabil CV este de tipul celui utilizat la receptorul „Gloria" (o secțiune a acestuia).

În figura 4.21 este prezentat amplificatorul de putere UIF.

În figura 4.22 sunt prezentate amplificatorul audio și schema de comutare a tensiunilor pentru regimurile de lucru recepție/emisie. A fost utilizat un releu miniatură de 24 V, cu patru contacte duble.

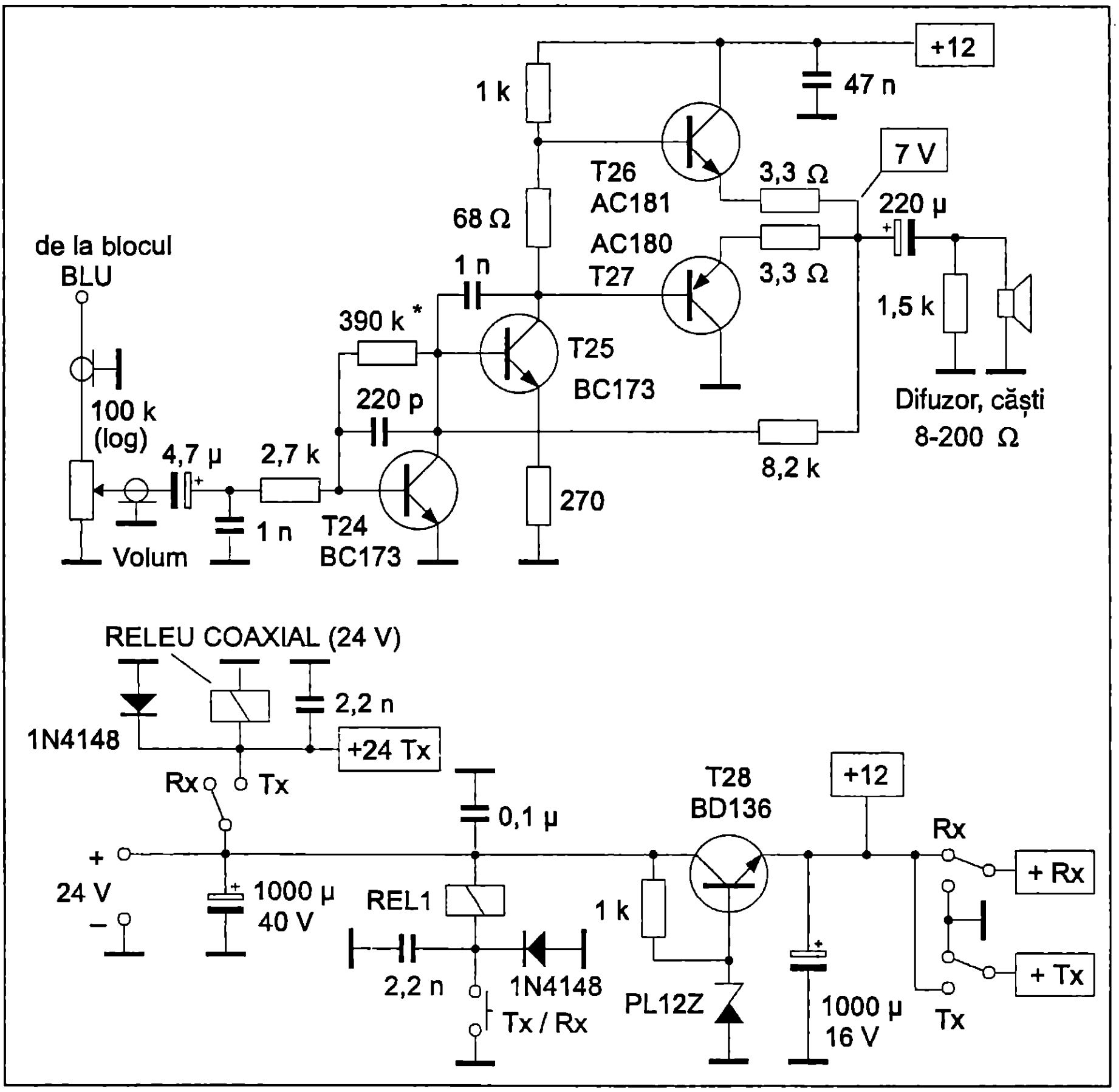


Fig. 4.22

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	Carcasă	Observații
L_1, L_7, L_8	2 x 7	CuEm ϕ 0,15 mm	FI 470 kHz	–
L_2, L_6, L_9	2	CuEm ϕ 0,15 mm	FI 470 kHz	–
L_3	12	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	–
L_4, L_5	5	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	bobinate împreună
L_{10}	2 +2	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	–
L_{11}, L_{12}, L_{16}, L_{18}, L_{22}, L_{40}	10	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	–
L_{14}, L_{15}, L_{20}, L_{39}	5	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	–
L_{13}, L_{17}, L_{19}, L_{21}	2	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	–
L_{23}, L_{41}	1	CuEm ϕ 0,25 mm	tor ferită	–
L_{30}, L_{31}	2	CuAg ϕ 1,5 mm	fără carcasă	$\phi_{bobină}$ = 5 mm, pasul 1 mm
L_{32}	7	CuEm ϕ 1 mm	fără carcasă	$\phi_{bobină}$ = 6 mm, pasul 1 mm
L_{33}	3	CuEm ϕ 1 mm	fără carcasă	$\phi_{bobină}$ = 6 mm, pasul 1 mm

În baza tranzistorului MRF5174 (fig. 4.21), bobina are o spiră din sârmă ϕ 1 mm, cu diametrul interior de 5 mm. Bobina din colectorul aceluiași tranzistor constă dintr-o bucată de sârmă cu ϕ 1,5 mm cu lungimea de 35 mm, iar cea din colectorul tranzistorului BLX94A constă dintr-un conductor cu același diametru, dar cu lungimea de 30 mm.

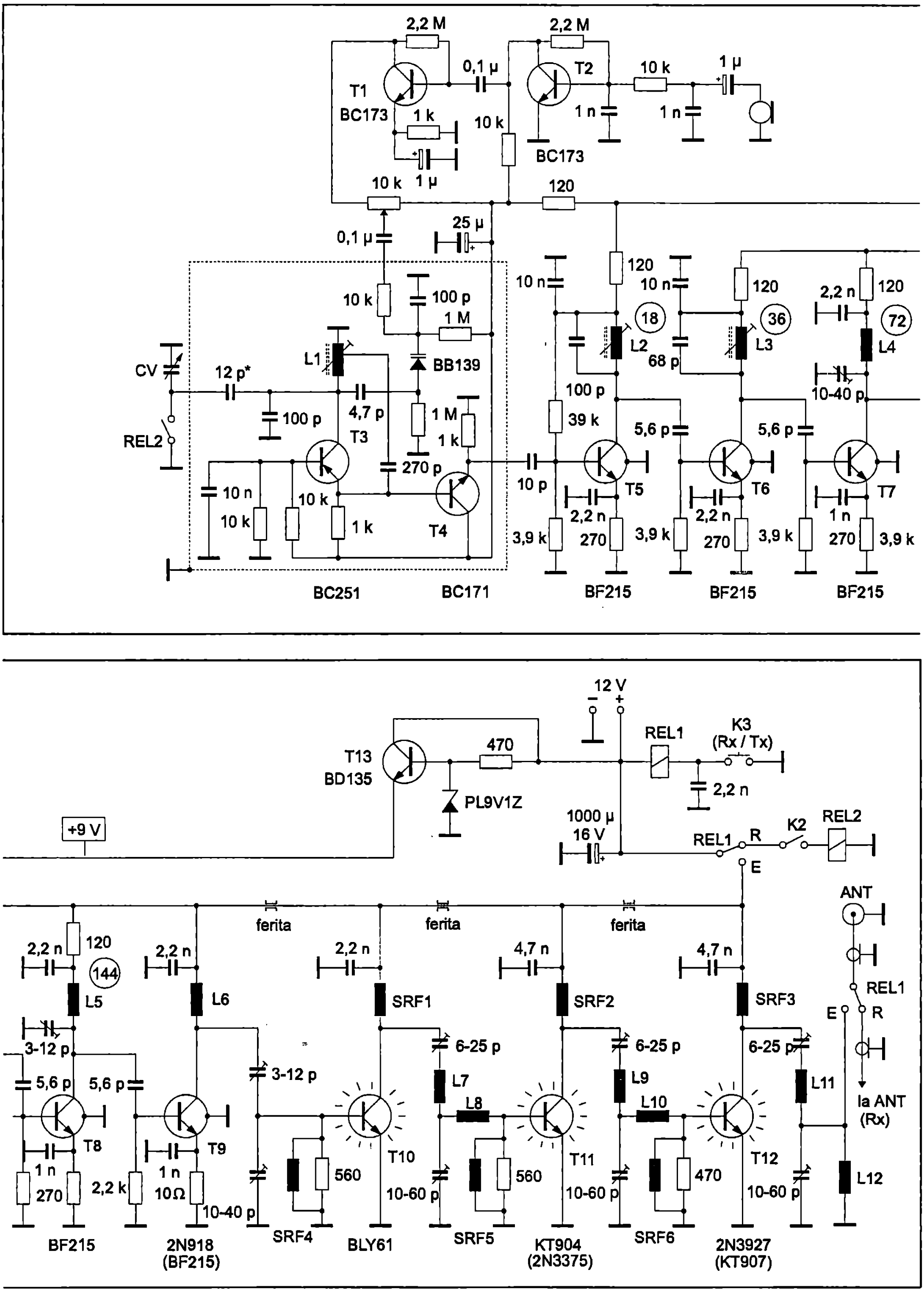
Emițător MF pe 2 m

Emițătorul prezentat (figura 4.23) este destinat folosirii atât în condiții staționare, cât și „portabil", deoarece se alimentează de la o sursă de 12 V și este realizat cu „minusul la masă". Aparatul are frecvența variabilă și poate lucra în limitele 144-146 MHz, cu modulație în frecvență.

Oscilatorul cu frecvență variabilă cuprinsă în limitele 18,000-18,250 MHz, realizat cu tranzistorul T_3, precum și cele două separatoare (T_4, T_5) sunt alimentate continuu cu tensiunea stabilizată de 9 V, pentru a se obține o stabilitate bună a frecvenței în timp, la trecerile de pe emisie pe recepție.

Atunci când emițătorul este oprit (în regim de recepție), pentru ca armonica a 8-a a oscilatorului (18 x 8 = 144) să nu fie auzită în receptor și să nu deranjeze recepția, este acționat releul REL 2, care pune în scurtcircuit plăcile condensatorului variabil, „aruncând" astfel în afara benzii utile frecvența semnalului generat de VFO.

Atunci când dorim să acordăm emițătorul exact pe frecvența de lucru a corespondentului, vom întrerupe, cu ajutorul întrerupătorului K_2, alimentarea releului REL 2 și vom executa acordul prin ascultarea în receptor a bătăilor între semnalul


2,2 M
2,2 M
0,1 µ
T1
BC173
1 k
1 µ
10 k
T2
BC173
10 k
1 µ
1 n
1 n
10 k 1 µ
120
0,1 µ
25 µ
10 k
100 p
1 M
BB139
L1
CV
12 p*
100 p
4,7 p
1 M
1 k
REL2
T3
270 p
10 n
10 k
10 k
1 k
T4
BC251
BC171
10 n
120
10 n
18
L2
68 p
120
36
L3
2,2 n
120
72
L4
10-40 p
100 p
39 k
5,6 p
5,6 p
10 p
T5
T6
T7
2,2 n
2,2 n
1 n
3,9 k
270
3,9 k
270
3,9 k
270
3,9 k
BF215
BF215
BF215

12 V
T13
BD135
470
REL1
K3
(Rx / Tx)
2,2 n
PL9V1Z
+9 V
1000 µ
16 V
REL1
R
K2
REL2
E
ANT
ferita
ferita
ferita
2,2 n
120
144
L5
2,2 n
L6
2,2 n
SRF1
4,7 n
SRF2
4,7 n
SRF3
REL1
E
R
3-12 p
6-25 p
6-25 p
6-25 p
5,6 p
5,6 p
3-12 p
L7
L8
L9
L10
L11
la ANT
(Rx)
T8
T9
T10
T11
T12
1 n
1 n
270
2,2 k
10Ω
10-40 p
560
560
10-60 p
10-60 p
470
10-60 p
L12
BF215
2N918
(BF215)
SRF4
BLY61
SRF5
KT904
(2N3375)
SRF6
2N3927
(KT907)

Fig. 4.23

propriu și cel recepționat, după care vom readuce întrerupătorul K_2 în starea inițială (închis).

Oscilatorul de bandă (VFO) este realizat cu tranzistorul T_3 și este urmat de două separatoare, T_4 și T_5.

Următoarele trei etaje (T_6-T_8) sunt dubloare de frecvență și în final se obține frecvența de 144 MHz. Urmează trei etaje de amplificare în putere a semnalului de 144 MHz.

Etajul final este realizat cu tranzistorul 2N3927, care, la tensiunea de alimentare de 12,6 V, consumă un curent de 1,15-1,25 A. În acest fel rezultă o putere absorbită de circa 15 W, iar la ieșire – o putere utilă de 10 W. În cazul în care folosim ca final un tranzistor KT907 sau 2N3632, puterea scade la 7-8 W. Amplificatorul de microfon este realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2. Cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 10 k∞ se reglează deviația de frecvență. Când folosim un microfon de casetofon, cu impedanța de ordinul a 250 ∞, potențiometrul semireglabil trebuie să fie poziționat la circa un sfert din cursă (există rezervă mare de amplificare).

Emițătorul este protejat, în cazul lipsei antenei, datorită prezenței circuitului acordat de la ieșire, format din L_{12} și condensatorul trimer de 10-60 pF. Atunci când lipsește antena, acest circuit constituie o impedanță mare, deci o sarcină redusă pentru etajul final, iar consumul lui scade cam la 50% din consumul în sarcină (cu antenă). Această protecție nu este valabilă pentru cazul unui scurtcircuit. Releul REL 1 este de tip miniatură, de 12 V. Comutarea emisie/recepție se face acționând butonul K_3. Se poate folosi comutatorul cu care sunt prevăzute unele microfoane de casetofon.

Datele bobinelor

Bobina	Conductor	Nr. spire	Pas (mm)	Diametru bobină (mm)	Carcasă
L_1	ϕ 0,2 CuEm	3 + 7	–	4,5	FI 10,7
L_2	ϕ 0,5 CuEm	11,5	–	4,5	FI 10,7
L_3	ϕ 0,5 CuEm	6,5	–	4,5	FI 10,7
L_4	ϕ 0,9 CuEm	7	0,5	6	–
L_5, L_6	ϕ 0,9 CuEm	4	1	6	–
L_7, L_9, L_{11}	ϕ 0,9 CuEm	5	1	6	–
L_8, L_{10}	ϕ 0,9 CuEm	1,25	–	6	–
L_{12}	ϕ 0,9 CuEm	2,25	–	6	–
SRF_1	ϕ 0,4 CuEm	12	–	4	–
SRF_2	ϕ 0,4 CuEm	10	–	4	–
SRF_3	ϕ 0,4 CuEm	9	–	4	–
SRF_4	ϕ 0,15 CuEm	40	–	Peste rezistor de 560 ∞ – 0,5 W	
SRF_5	ϕ 0,2 CuEm	30	–	Peste rezistor de 560 ∞ – 0,5 W	
SRF_6	ϕ 0,2 CuEm	30	–	Peste rezistor de 460 ∞ – 0,5 W	

Emițător CB pe 10 m

Emițătorul este destinat radioamatorilor începători autorizați (de clasa a III-a), care doresc să lucreze în telefonie sau telegrafie în banda de 10 metri. Aparatul lucrează în domeniul de frecvențe de 28,3-29 MHz. Oscilatorul local, realizat cu tranzistorul T_1, generează semnale cu frecvența de 14,150-14,500 MHz, care sunt aplicate etajului separator (T_2) și apoi dublorului de frecvență (T_3). Tranzistoarele T_4, T_5 și T_6 amplifică semnalele cu frecvența de 28,3-29 MHz. Etajul final, realizat cu un tranzistor de tipul BD139, asigură o putere de radiofrecvență de circa 3,5-4 W. Cuplajul cu antena se face prin cablu coaxial de 75 ∞.

Oscilatorul local și separatorul sunt alimentate tot timpul cu tensiune stabilizată de 12 V, obținută de la tranzistorul T_7 și dioda Zener PL12Z (DZ312). Tranzistoarele T_3-T_6, precum și modulatorul se alimentează cu o tensiune de 18 V (de preferință, stabilizată și bine filtrată) numai în regim de emisie. Comutarea alimentării și a antenei se face cu un releu miniatură (de 12-18 V), cu două contacte și două poziții.

Comutarea Tx/Rx se face cu cheia de contact K care, atunci când nu este acționată, se află în poziție „Recepție".

Modulatorul are două etaje amplificatoare ce folosesc două tranzistoare de tipul EFT321-323 (sau similare) și două tranzistoare finale care lucrează în contratimp. Puterea de ieșire audio este de ordinul a 4-5 W. Emițătorul este protejat la supramodulație cu două diode Zener de 18 V, legate în serie.

Reglajul modulatorului constă în alegerea valorii rezistorului marcat cu steluță (în jurul valorii de 2,7 k∞), stabilind curentul de repaus (fără modulație) al etajului final la 8-12 mA.

Bobinele L_1, L_2, L_3 se realizează pe carcase de tipul celor folosite la transformatoarele de frecvență intermediară de 10,7 MHz de la receptorul „Gloria".

Transformatorul defazor al modulatorului (Tr 1) provine de la receptorul „Neptun". Transformatorul Tr 2 se realizează pe un miez cu secțiunea de 2 cm^2 (tole E + I) și conține în primar 2 x 150 spire din conductor CuEm 0,3 mm. Secundarul are 200 de spire din același conductor. Tolele de tip E se asamblează separat de cele de tip I. Tranzistoarele T_5, T_6, T_{10} și T_{11} necesită radiatoare din tablă de aluminiu cu grosimea de 1 mm și suprafața de 10-15 cm^2 fiecare.

Se pot folosi microfoane cu impedanța minimă de 200 ∞.

Montând în paralel pe condensatorul de acord un trimer de 10-40 pF, emițătorul va lucra în CB.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	ϕ_{bobine} (mm)	Observații
L_1	10	CuEm ϕ 0,2	5	(vezi textul)
L_2	10	CuEm ϕ 0,2	5	(vezi textul)
L_3	8	CuEm ϕ 0,2	5	(vezi textul)
L_4	12	CuEm ϕ 0,85	8	Spiră lângă spiră
L_5	8	CuEm ϕ 0,85	8	Spiră lângă spiră
SRF	40	CuEm ϕ 0,15	Pe bastonaș din ferită cu diametrul de 2,7 mm și lungimea de 20 mm	

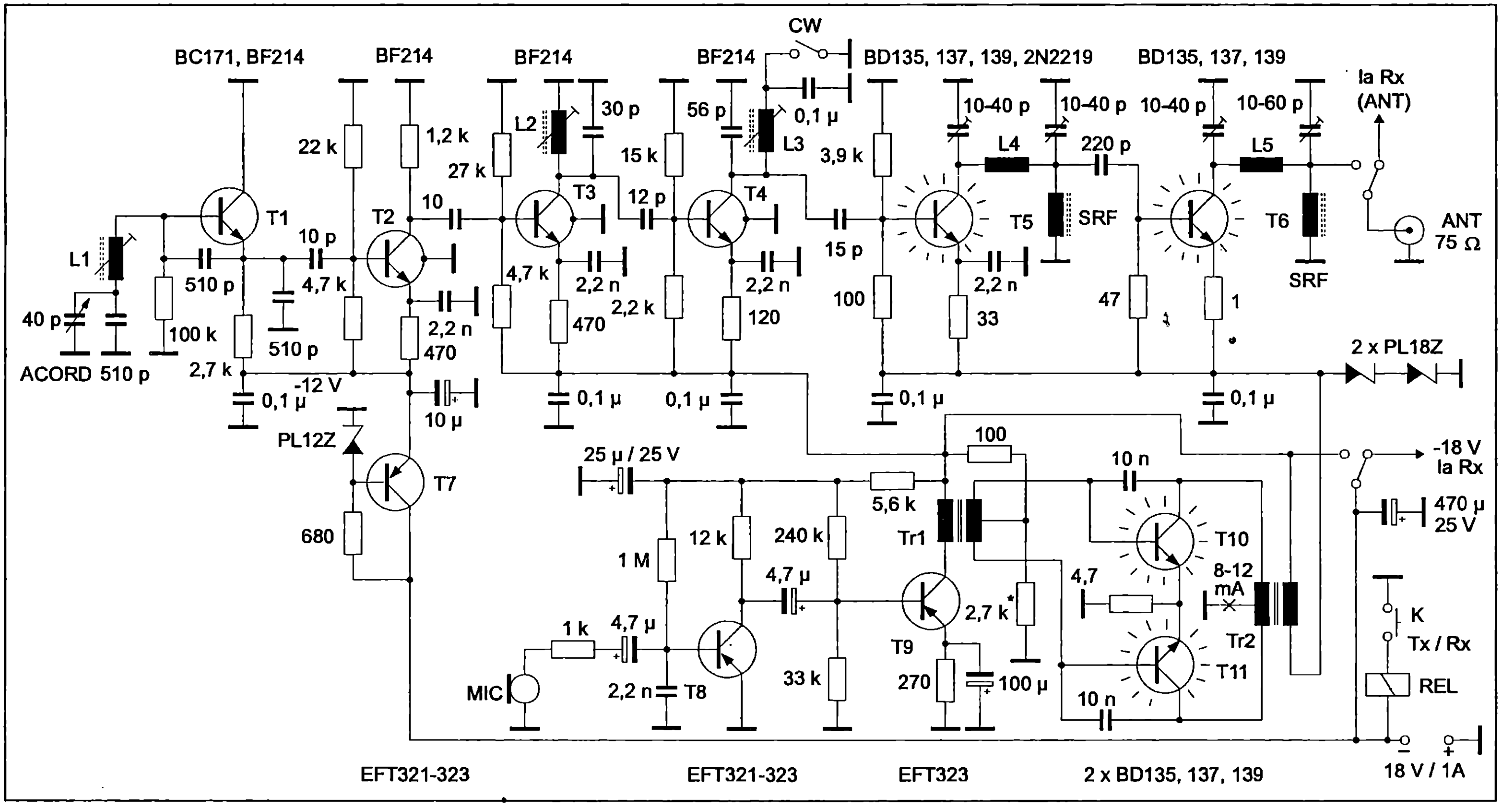

BC171, BF214
BF214
BF214
BF214
CW
BD135, 137, 139, 2N2219
BD135, 137, 139
la Rx (ANT)
ANT 75 Ω
L1
T1
T2
T3
T4
T5
T6
L2
L3
L4
L5
SRF
22 k
1,2 k
27 k
15 k
56 p
30 p
0,1 µ
10-40 p
10-40 p
10-40 p
10-60 p
220 p
3,9 k
10
12 p
10 p
4,7 k
2,2 n
2,2 k
470
120
100
33
47
1
40 p
ACORD 510 p
510 p
100 k
510 p
2,7 k
-12 V
0,1 µ
10 µ
15 p
2 x PL18Z
PL12Z
T7
680
25 µ / 25 V
5,6 k
100
10 n
Tr1
T10
T11
Tr2
8-12 mA
4,7
2,7 k*
T9
270
100 µ
1 M
12 k
240 k
4,7 µ
1 k
MIC
2,2 n
T8
33 k
-18 V la Rx
470 µ 25 V
K
Tx / Rx
REL
18 V / 1A
EFT321-323
EFT321-323
EFT323
2 x BD135, 137, 139

Fig. 4.24

Emițător CB

Emițătorul din figura 4.25 este de tip MA și poate dezvolta o putere de aproximativ 1,5 W, care, aplicată unei antene GP, permite lucrul comod la 10 km.

Emițătorul este pilotat cu cuarț și folosește un tranzistor 2N2219. Etajul final, modulat în amplitudine, este echipat cu un tranzistor 2N3553, însă acesta poate fi înlocuit și cu 2N3866. Bobina din oscilator se construiește pe un suport cu diametrul de 6,5 mm. L_1 are 12 spire, iar L_2 are 3 spire din sârmă de CuEm ϕ 0,6 mm. Bobina L_3 are 16 spire, L_4 – 10 spire (cu priză la spira 8), iar bobina L_5 – 9 spire. Bobinele L_3 și L_5 sunt realizate din sârmă de CuEm ϕ 1 mm, fără carcasă, iar L_4 are carcasa cu diametrul de 6 mm și este bobinată cu sârmă din CuEm ϕ 0,6.

În cadrul modulatorului, amplificatorul operațional este de tip TL082, iar tranzistorul este un BD139 (pe radiator). Șocurile RF sunt pe suport de ferită, cu 4 spire în lungime.

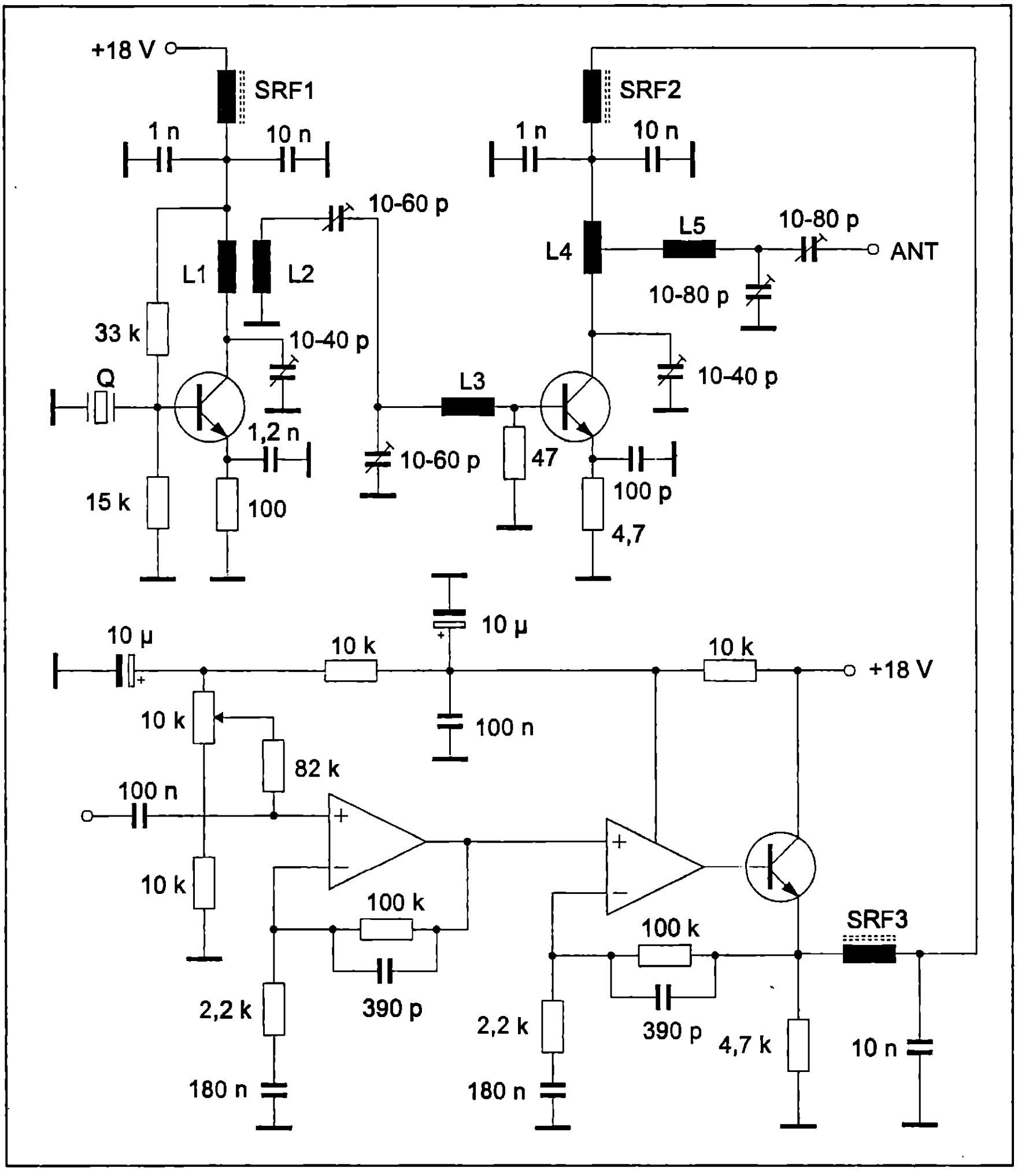


Fig. 4.25

Emițător-receptor CB

Aparatul lucrează cu MA în banda CB (26,965-27,405 MHz), în regim semiduplex, diferența dintre frecvența cuarțurilor a două aparate fiind tocmai frecvența intermediară a acestora (fig. 4.26).

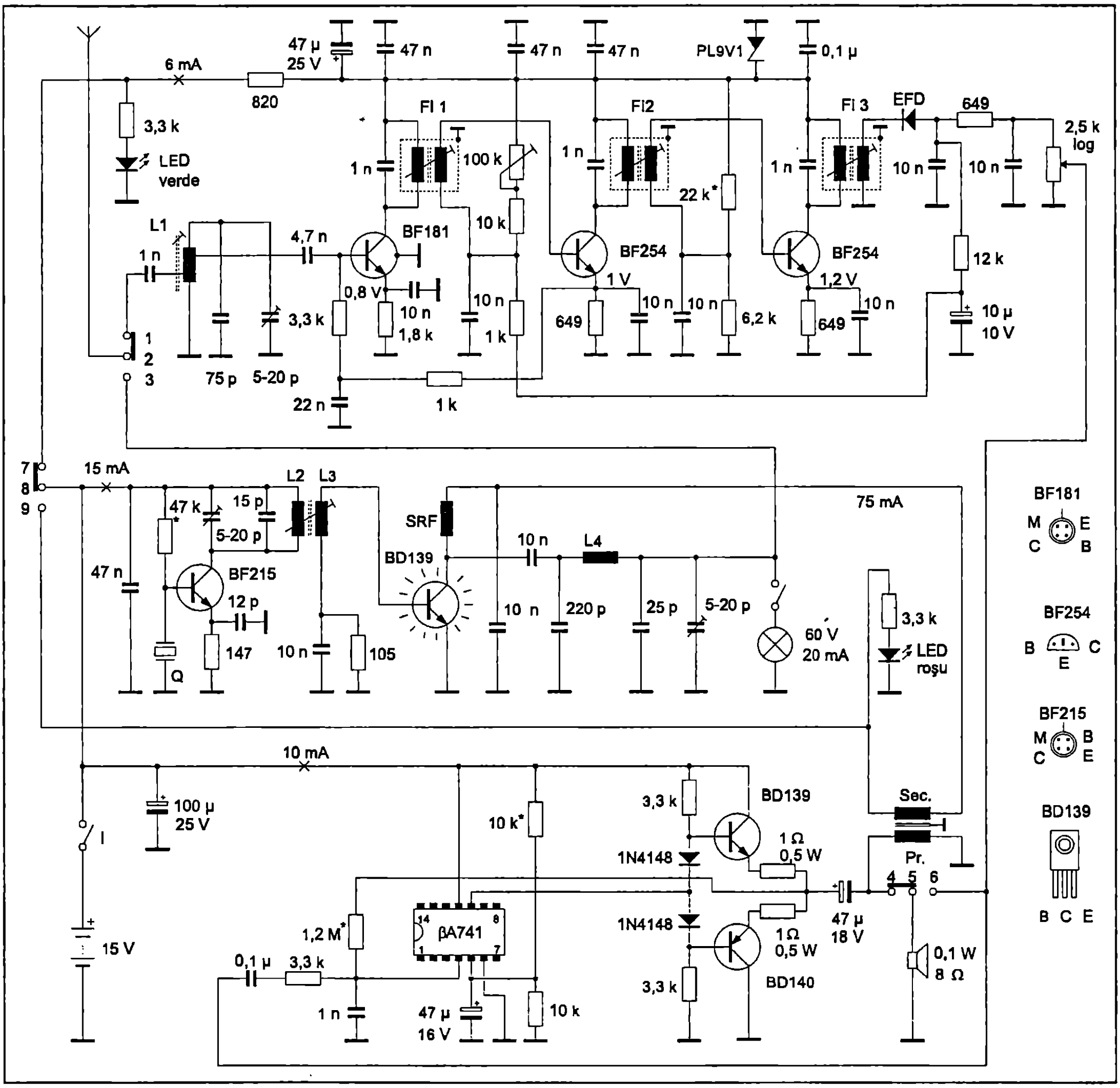


Fig. 4.26

Oscilatorul este de tip overtone, având circuitul oscilant acordat în canalul de lucru al cuarțului. Bobina L_2 se construiește pe o carcasă cu diametrul de 6 mm și are 1.2 spire din sârmă de CuEm, cu 0,8 mm. Bobina de cuplaj L_3 are 2,75 spire bobinate lângă L_2, la capătul rece, cu conductor (izolat cu vinilin) cu diametrul de 0,6 mm.

La ieșirea etajului final de putere RF este montat un filtru a cărui bobină L_4, realizată fără carcasă, are diametrul de 7 mm și constă din 18 spire din CuEm cu 0,8 mm și pasul de 0,3 mm.

Șocul RF din colector conține 75 de spire din sârmă de CuEm, cu ϕ 0,1 mm, bobinate pe un tub de plastic cu diametrul de 3 mm.

Bobina de intrare din receptor este construită pe o carcasă cu diametrul de 6 mm, este prevăzută cu miez, conține 8,25 spire din sârmă de CuEm cu ϕ 0,8 mm și are prize la spirele 3,5 și 6,5. Reamintim că spirele se numără de la capătul conectat la masă al bobinei. Bobinele L_1 și L_2 se montează în apropiere pentru a exista un mic cuplaj, astfel încât la intrarea tranzistorului T_1 va apărea semnalul din antenă și cel provenit de la etajul oscilatorului local.

Cele trei transformatoare FI sunt acordate pe frecvența de aprox. 455 kHz.

Transformatorul de modulație are raportul 1/2 și este construit pe o carcasă de transformator din receptorul „Albatros". În primar are 250 de spire, iar în secundar – 500 de spire din sârmă de CuEm cu ϕ 0,2 mm.

Emițător-receptor MF

Aparatul (fig 4.27) se alimentează de la o sursă de 12 V, dar poate funcționa în limitele de 10-15 V (tensiuni limită admisibile). La tensiunea nominală are puterea absorbită de 4,5-5,5 W, în care caz consumă în regim de emisie circa 0,7 A, iar în regim de recepție, maximum 60 mA.

Sensibilitatea receptorului este de ordinul a 1 μV. Receptorul este prevăzut cu reglaj automat și manual al sensibilității. Pot fi audiate atât emisiunile cu modulație în amplitudine, cât și cele cu modulație în frecvență (sau în fază), cu bandă îngustă; în acest caz este folosită metoda demodulației de frecvență (fază) cu circuit oscilant dezacordat.

Aparatul este prevăzut cu un stabilizator încorporat de 9 V, de la care se alimentează toate oscilatoarele, precum și căile de frecvență intermediară ale receptorului.

Receptorul este de tip superheterodină cu dublă schimbare de frecvență. Tranzistorul T_1 (BF200) amplifică semnalele culese de antenă și le aplică în baza primului mixer, realizat cu T_2 (BF200). Pe emitorul mixerului se aplică semnalul de la oscilatorul local T_3 (BF215), cu frecvență variabilă cuprinsă în limitele 137,5-139,5 MHz. În colectorul mixerului se culege semnalul primei frecvențe intermediare, de 6,5 MHz. La ieșirea mixerului se află un filtru trece-bandă format din L_5 și L_6, împreună cu capacitățile aferente.

Semnalul cu frecvența de 6,5 MHz se aplică pe baza celui de-al doilea mixer (T_4 – BF215), de tip autooscilator. Frecvența celui de-al doilea oscilator (L_7-C_{14}) este de 6970 kHz. În colectorul mixerului se obține cea de-a doua frecvență intermediară, de 470 kHz, care este amplificată de tranzistoarele T_5 și T_6. Pe baza lui T_5 se aplică semnalul de reglaj automat (și manual) al amplificării (RAA), prin intermediul potențiometrului R_{13}. În aparat există o sursă de tensiune constantă de 2 V, obținută cu diodele D_2-D_4, legate în conducție directă, și rezistorul R_{20} (3,3 kΩ). În lipsa unui semnal la intrare, tranzistorul T_5 este deschis de această tensiune prin intermediul rezistoarelor R_{22}-R_{23}-R_{13}-R_{14} și amplificarea este maximă. Când apare un semnal la intrare, deci și la capetele bobinei L_{13}, dioda detectoare D_1 va redresa acest semnal, dar cu o polaritate inversă față de cea a tensiunii de 2 V. În acest mod, pe baza tranzistorului T_5 se va micșora tensiunea de polarizare, ceea ce conduce la micșorarea coeficientului de amplificare, deci se realizează un reglaj automat al amplificării (RAA). Cum s-a menționat, amplificarea poate fi reglată și manual, cu ajutorul potențiometrului R_{13}.

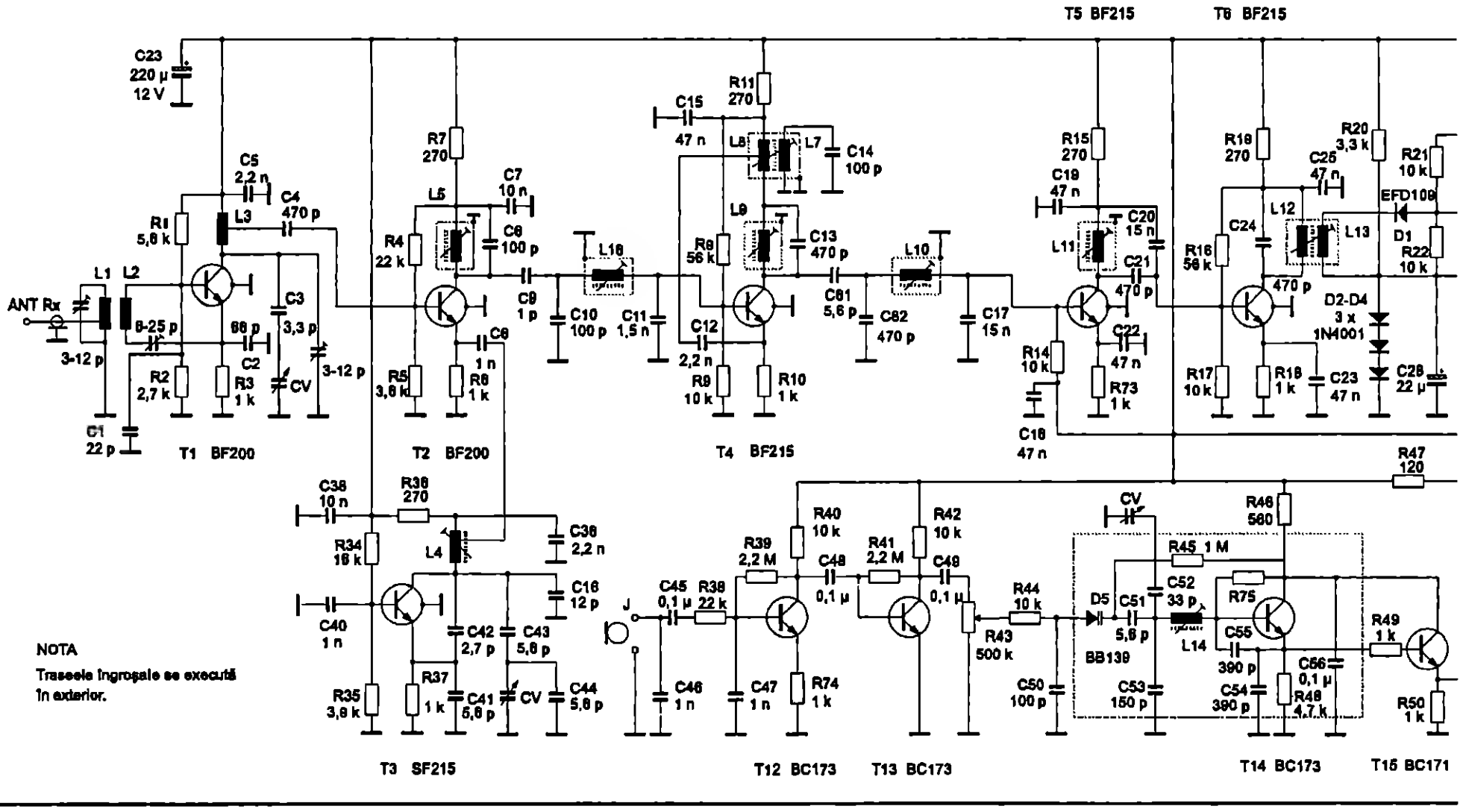


Fig. 4.27

Amplificatorul de ascultare este realizat cu tranzistoarele T_7-T_{10} și este alimentat numai în regim de recepție (pentru economie de energie electrică).

Emițătorul începe de la oscilatorul cu frecvența variabilă cuprinsă în limitele 18,000-18,250 MHz, realizat cu tranzistorul T_{14} (BC173), și este urmat de un repetor pe emitor și un amplificator separator, realizate cu tranzistoarele T_{15} și T_{16}. Acestea sunt alimentate continuu de la sursa stabilizată de 9 V.

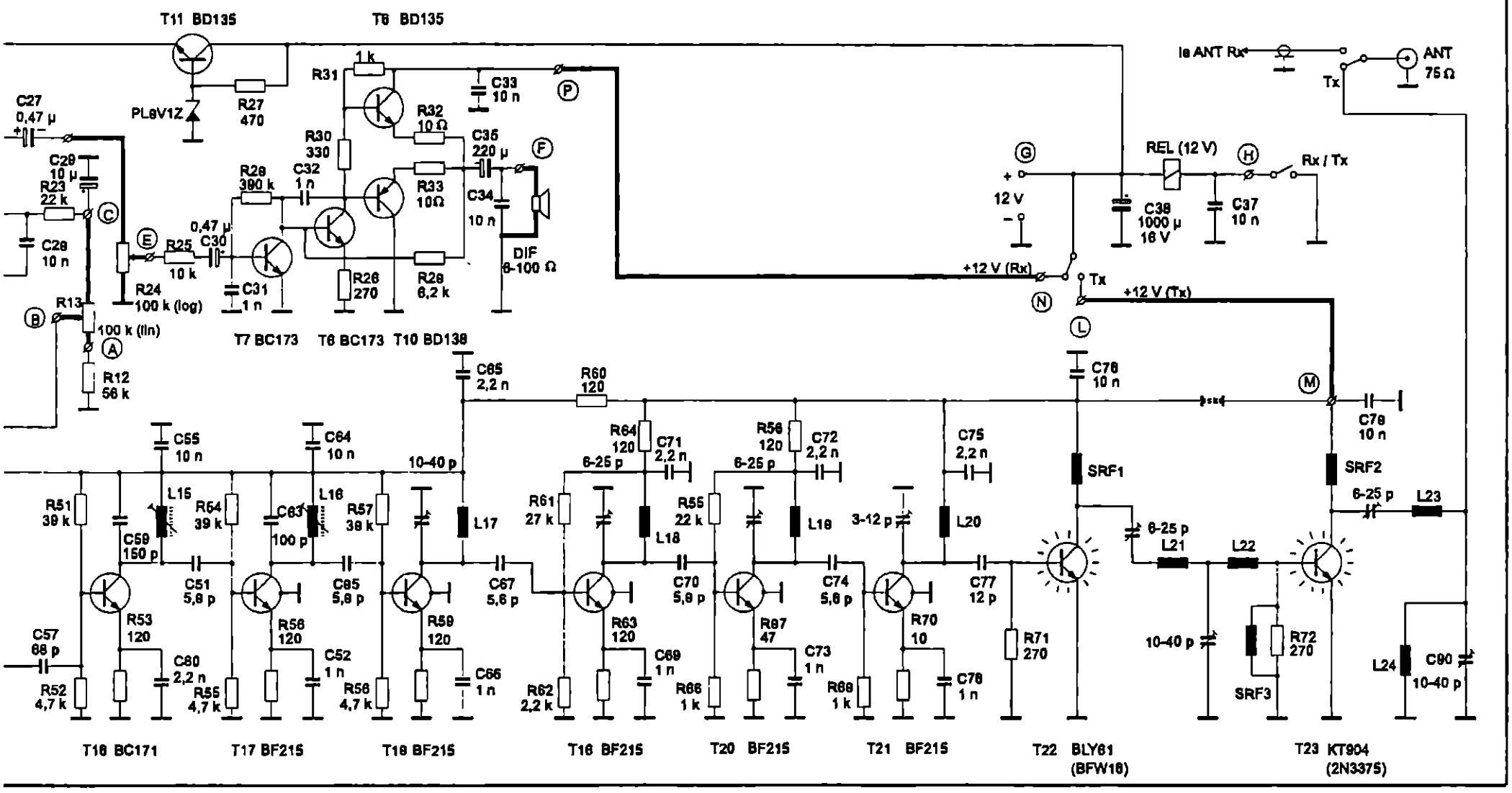
Urmează trei dubloare de frecvență (T_{17}-T_{18}-T_{19}), unde se obțin frecvențele de 36, 72 și 144 MHz. Următoarele etaje (T_{20}-T_{23}) sunt amplificatoare ale semnalelor cu frecvența de 144 MHz. Acestea sunt alimentate cu tensiunea de 12 V numai în regim de emisie.

Tranzistorul prefinal T_{22} consumă un curent de 90-110 mA, iar cel final, un curent de 450 mA. Aceste două tranzistoare trebuie prevăzute cu radiatoare corespunzătoare. Datorită prezenței circuitului acordat (L_{24}-C_{80}) la ieșire, în lipsa sarcinii (borna antenei deconectată), curentul etajului final scade substanțial, de mai mult de două ori; aceasta reprezintă o protecție a tranzistorului final în cazul lipsei antenei, fapt destul de important pentru radioamatori.

Modulația de frecvență se realizează cu dioda varicap D_5, de tip BB139, plasată direct pe oscilatorul local, în serie cu condensatorul C_{51} (5,6 pF). Mărimea deviației de frecvență se poate regla cu potențiometrul semireglabil R_{13} (500 kΩ), conectat la ieșirea amplificatorului de microfon (tranzistoarele T_{12} și T_{13}).

Realizare

Cablajul imprimat este reprezentat la scara 1:1. Pentru ușurarea execuției cablajului vă recomandăm să decupați desenul cablajului imprimat și să-l aplicați pe fața acoperită cu folie de cupru a plăcii. Desenul este reprezentat privind dinspre trasee (nu dinspre fața cu componente). După aplicarea desenului, marcați prin înțepare cu un obiect ascuțit



punctele unde trebuie practicate găurile. După aceea trebuie executate toate aceste găuri cu un burghiu cu diametrul de 1 mm. În continuare vor trebui lărgite unele găuri: pentru condensatoarele trimer – la un diametru de 1,5 mm, pentru prinderea celor două condensatoare variabile – la 3,3 mm, pentru contactele releului – la 2,4 mm ș.a.m.d.

După ce au fost executate toate găurile, suprafața cuprată trebuie bine șlefuită cu un șmirghel foarte fin. După aceea se desenează circuitele cablajului imprimat, folosind o pensulă fină (nr. 2), cu tuș gudron (smoală dizolvată în tiner, toluen, acetonă). Când desenul este gata, se corodează placa în soluție de clorură ferică. După terminarea corodării, placa se spală de tuș folosind același solvent. În continuare se decapează fața cuprată prin frecare ușoară cu un șmirghel foarte fin, după care se spală bine cu apă și săpun de toaletă. Imediat după uscare (prin ștergere cu hârtie curată) se acoperă cu un strat protector de colofoniu dizolvat în spirt rafinat concentrat (80^0). Uscarea acestui strat protector durează circa 30 de minute. Urmează montarea pieselor pe partea opusă cablajului imprimat.

Releul este de tip miniatură, de 12 V, cu două contacte, fiecare cu două poziții. Un contact este folosit pentru comutarea antenei, iar celălalt, pentru comutarea tensiunii de 12 V, spre emițător sau spre amplificatorul de ascultare (recepție).

Bobina	Nr. spire	Conductor	Diametrul bobinei (mm)	Carcasă	Observații
L_1	6	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	Priză la spira 1,5
L_2	6	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	–
L_3	4	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	Priză la spira 1
L_4	2,75	ϕ 0,9 CuEm	5	Bobină UUS	Priză la spira 0,25

Bobina	Nr. spire	Conductor	Diametrul bobinei (mm)	Carcasă	Observații
L_5, L_6	16	ϕ 0,15 CuEm	–	Bobină FI 470 kHz	–
L_7	14	ϕ 0,15 CuEm	–	Bobină FI 470 kHz	–
L_8	1 + 3	ϕ 0,15 CuEm	–	Bobină FI 470 kHz	L_7 peste L_8
L_9, L_{10}, L_{11}, L_{12}	100	ϕ 0,09 CuEm	–	Bobină FI 470 kHz	–
L_{13}	70	ϕ 0,09 CuEm	–	Bobină FI 470 kHz	L_{13} peste L_{12}
L_{14}	15	ϕ 0,2 CuEm	5	Carcasă FI 10,7 MHz	–
L_{15}	9,75	ϕ 0,5 CuEm	5	Carcasă FI 10,7 MHz	–
L_{16}	5,75	ϕ 0,5 CuEm	5	Carcasă FI 10,7 MHz	–
L_{17}	7	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	–
L_{18}, L_{19}, L_{20}	3	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	–
L_{21}, L_{23}	5	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	–
L_{22}	1,25	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	–
L_{24}	2,75	ϕ 0,9 CuEm	6	Fără carcasă	–

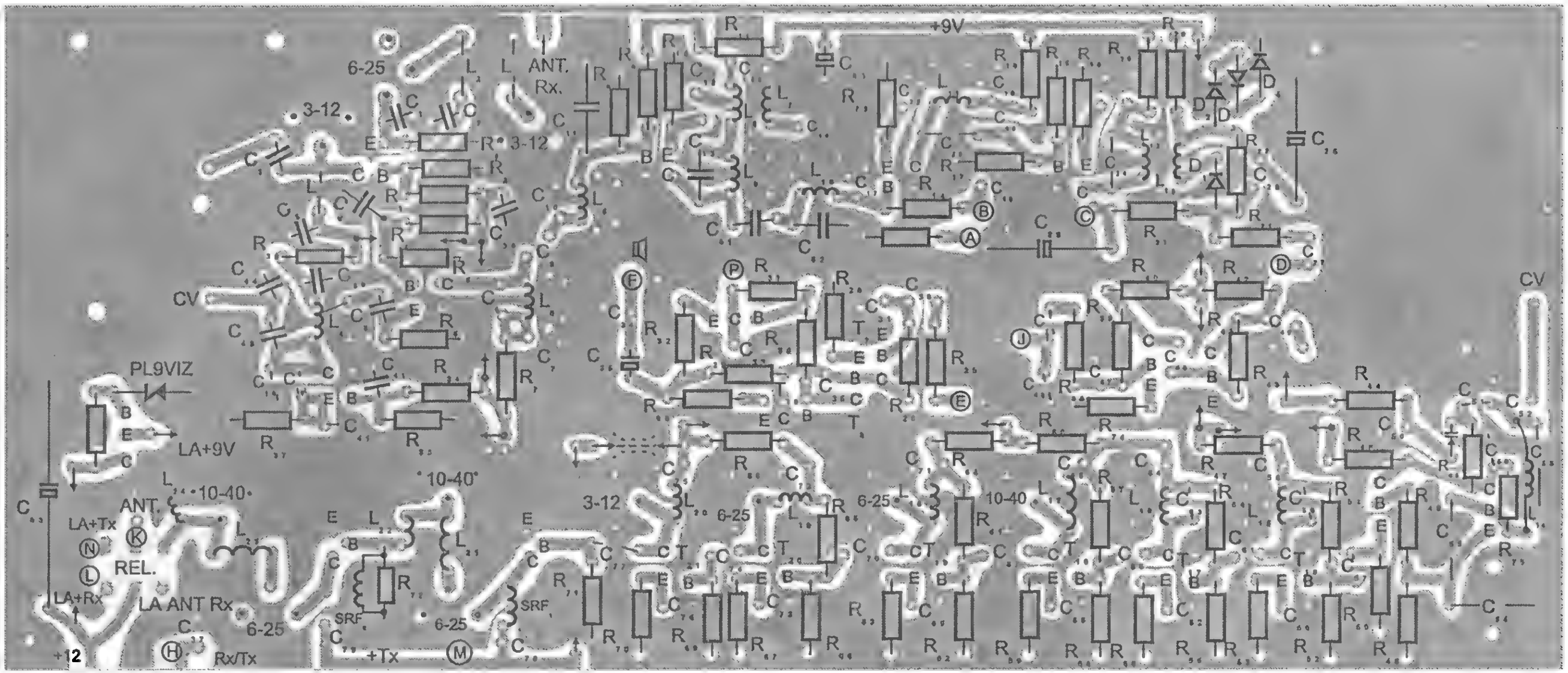
Emițător MF cu VXO

Caracteristicile ce recomandă acest emițător sunt următoarele: dimensiunile cablajului imprimat – 170 x 50 mm; greutate – circa 200 g; tensiunea de alimentare – 12-15 V. Este prevăzut cu o modulație în frecvență cu bandă îngustă, fapt care a simplificat enorm problema modulatorului și implicit pe cea a consumului de energie. Din cele opt tranzistoare folosite, șase sunt de producție românească; de asemenea, toate celelalte componente sunt de producție indigenă.

Prezentăm în continuare descrierea schemei electrice din fig. 4.28.

Tranzistoarele T_1 și T_2 (de tipul EFT322) îndeplinesc funcția de amplificator de modulație. Datorită folosirii unor valori mici pentru capacitățile de trecere între etaje (C_1, C_2, C_9), sunt favorizate frecvențele înalte, fapt care contribuie la obținerea unei modulații penetrante.

Semnalul de audiofrecvență se aplică, prin intermediul capacității C_9, diodei varicap D, care, la rândul ei, fiind conectată în paralel pe circuitul L_1C_5 al oscilatorului, va


+9V
6-25
ANT.
Rx.
3-12
CV
PL9VIZ
LA+9V
10-40
ANT.
LA+Tx
REL.
LA+Rx
LA ANT Rx
+12
Rx/Tx
SRF
+Tx
3-12
6-25
10-40
CV

Cablaj 4.27

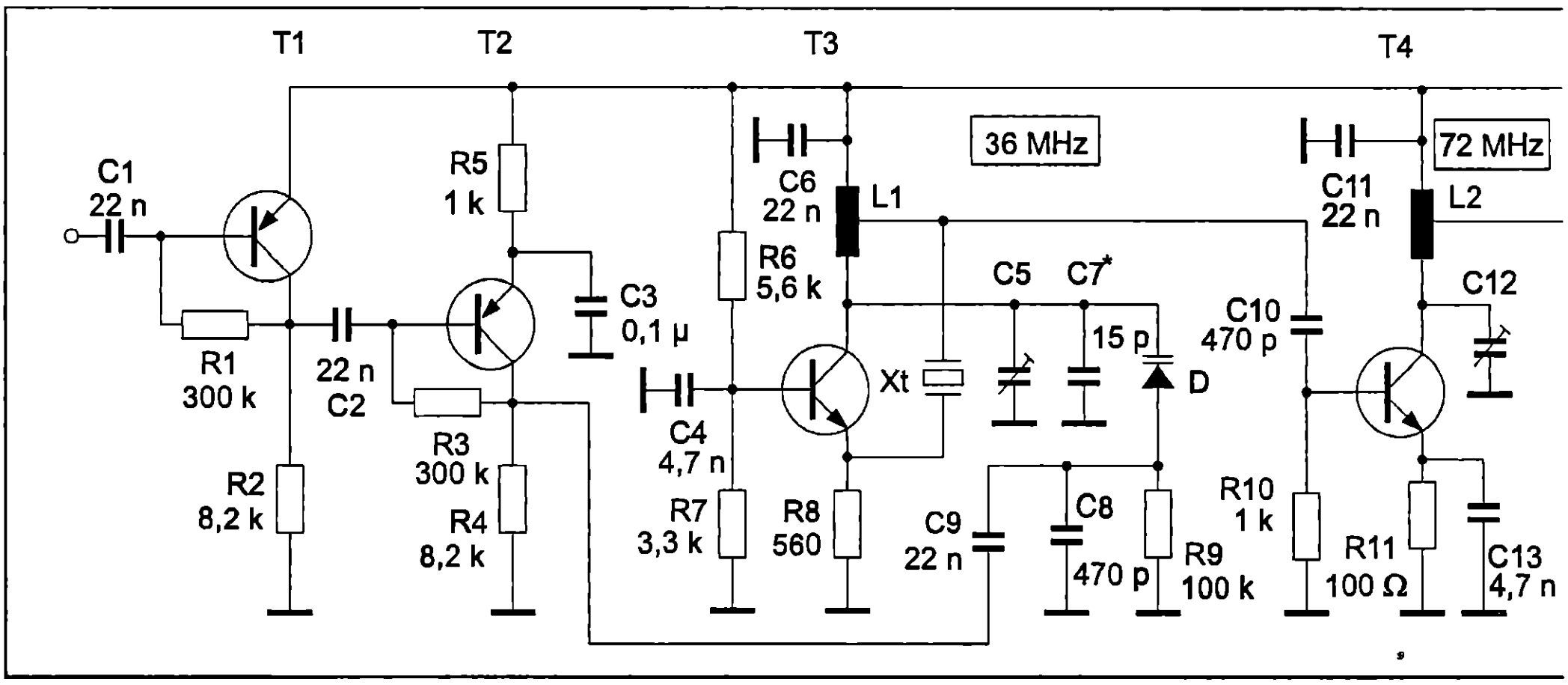


Fig. 4.28

modifica frecvența acestuia în limitele de 800 Hz (această deviație de frecvență este proporțională cu valoarea semnalului de modulație aplicat diodei varicap).

Oscilatorul local, stabilizat cu cristal de cuarț, este executat cu tranzistorul T_3, care funcționează în regim overtone, adică oscilează pe una din armonicele superioare impare ale cristalului. S-au făcut încercări cu cristale pe 7250 kHz (folosind armonica a 5-a), pe 12,1 MHz (armonica a 3-a), precum și pe 4033 kHz (armonica a 9-a). Amplitudinea semnalului obținut în cele trei cazuri a diferit cu maximum 20%. Circuitul oscilant $L_1C_5(C_7)$ din circuitul de colector este acordat pe frecvența de 36 MHz.

Următoarele două etaje (T_4 și T_5) funcționează în regim de dublare a frecvenței, rezultând un semnal pe 72 MHz și unul pe 144 MHz. Tranzistorul T_6 amplifică semnalul de 144 MHz la o valoare suficientă pentru a se putea ataca etajul următor, de putere medie.

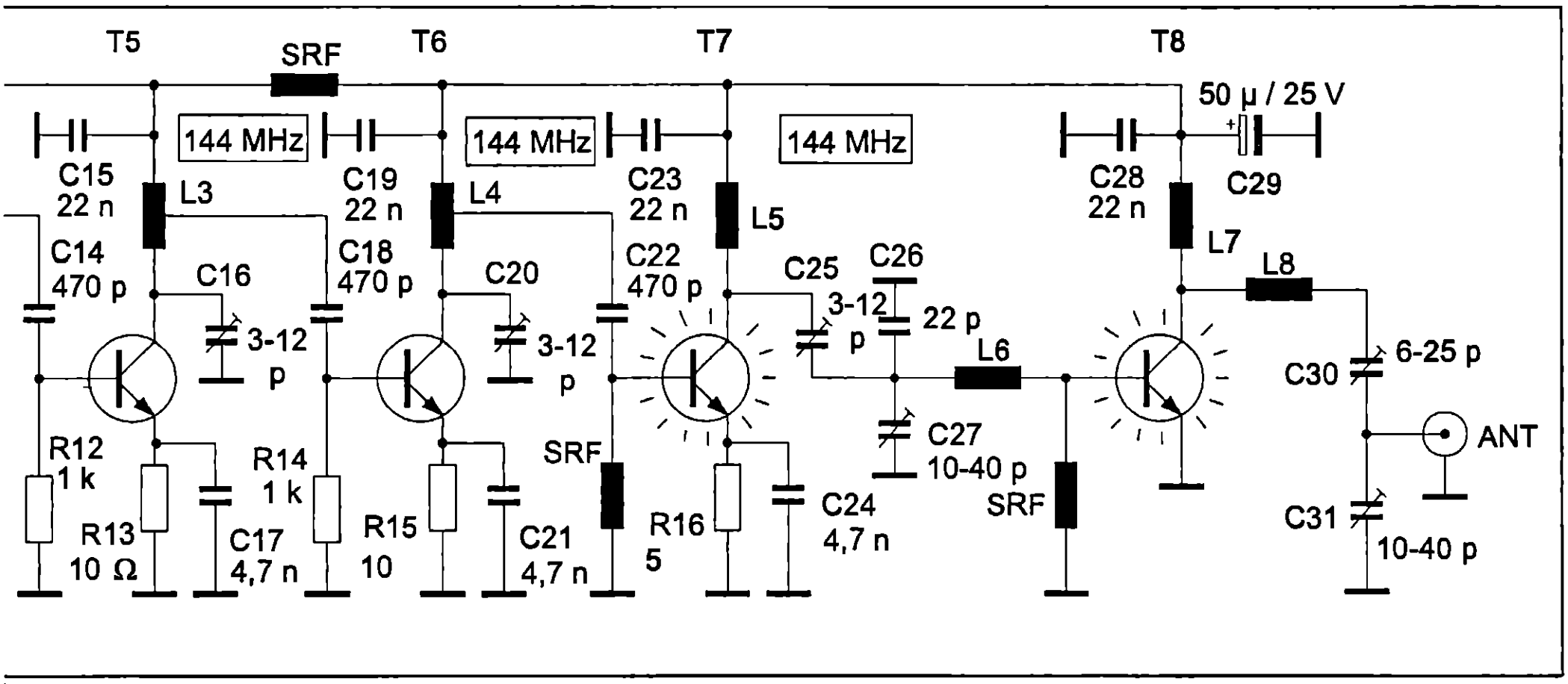
În toate cele patru etaje de radiofrecvență de mică putere (T_3-T_6) sunt folosite tranzistoare de tip BF215.

În etajul prefinal se pot folosi următoarele tipuri de tranzistoare: 2N3866, BFX55, 2N3553, BFW16, BFW17(A), 2N2219. Curentul de colector al acestui tranzistor este cuprins între 80 și 100 mA (la o tensiune de alimentare de 12 V).

Etajul final utilizează tranzistorul 2N3375. Se poate folosi cu aceleași performanțe și un tranzistor KT907. Tranzistorul final necesită un radiator din tablă de aluminiu cu grosimea de 2-3 mm, de dimensiunile plăcuței cu circuit imprimat.

Placa-radiator din aluminiu pe care se montează tranzistorul final se atașează de plăcuța emițătorului prin intermediul a două distanțiere cu lungimea de 6 mm, înspre partea placată cu folie de cupru. Prinderea se face cu două șuruburi M3, folosind orificiile cu ϕ 3 din cele două colțuri diagonal opuse ale plăcii. Tranzistorul final se strânge bine de radiator, iar partea cu terminalele se potrivește în gaura cu ϕ 7 din placa emițătorului. Conexiunile dintre placă și electrozii tranzistorului se realizează cu trei conductoare din cupru, cât mai scurte posibil. Placa radiatorului trebuie pusă în contact galvanic cu punctul de masă al plăcii cu cablaj imprimat.

Cablajul imprimat se va executa în felul următor: Se taie o placă din pertinax sau sticlotextolit, acoperită cu folie de cupru, la dimensiunile de 170 x 50 mm. Se



decupează desenul cablajului imprimat și se potrivește exact peste placa tăiată, fixându-l cu bandă autoadezivă. Se marchează prin înțepare locurile unde se vor practica găurile. Se dezlipește desenul cablajului imprimat și se execută găurile folosind un burghiu cu diametrul de 1 mm. În continuare se vor lărgi aceste găuri, folosind un burghiu cu 2, numai în locurile unde se introduc cele opt condensatoare trimer. Pentru fiecare trimer sunt prevăzute trei găuri. Apoi se vor executa cele două găuri cu 3, din cele două colțuri opuse ale plăcii, precum și gaura cu 7 în care se va introduce tranzistorul final.

Toate găurile se vor executa dinspre partea placată cu cupru. După ce au fost executate toate găurile, se lustruiește bine suprafața cuprată, cu un șmirghel foarte fin. Nu este bine să zencuiți găurile folosind un burghiu mai mare, deoarece se micșorează suprafața de contact la lipiturile ulterioare.

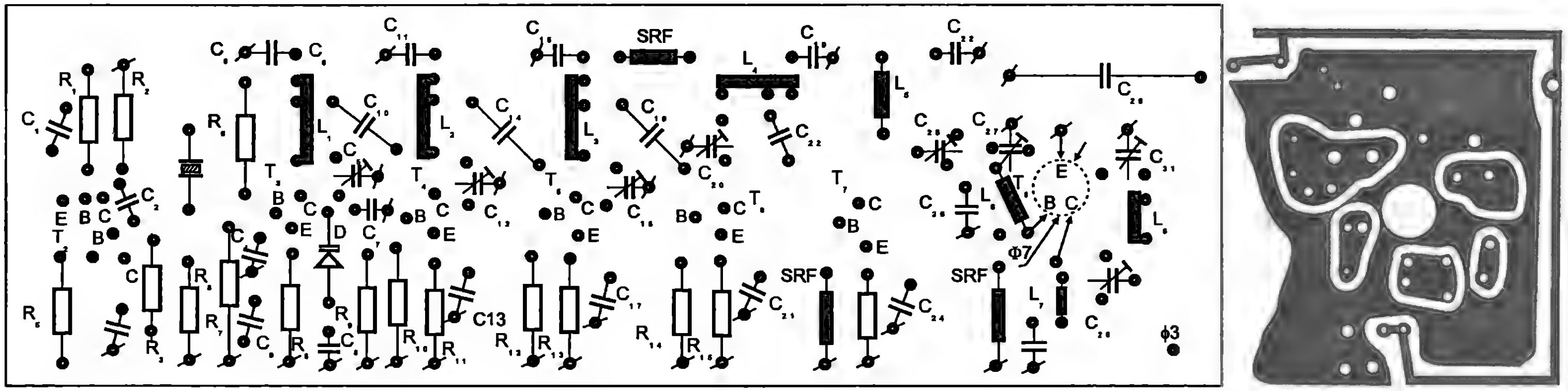
Pe suprafața bine șlefuită și degresată se va desena cu tuș gudron (smoală dizolvată în toluen, tiner etc.), folosind o pensulă fină, nr. 1, cablajul imprimat, conform desenului (cablajul este reprezentat dinspre partea cu trasee a plăcii). În jurul găurilor se va desena câte un inel nu mai mare de 2 mm, iar conexiunile intermediare nu vor fi mai groase de 1 mm. Apoi, se vor uni între ele toate pozițiile marcate cu punct barat (poziții ce reprezintă conexiuni de masă), în așa fel încât să se acopere cât mai bine suprafețele nefolosite. Conexiunea continuă de masă va înconjura toate celelalte conexiuni până la o distanță de 0,5-1 mm. Astfel se va obține și o ecranare între conexiunile „calde“ alăturate. Acest lucru solicită, într-adevăr, oarecare timp și... multă atenție, dar cu cât cablajul imprimat va fi mai bine realizat, cu atât veți obține rezultate mai bune.

Urmează montarea pieselor în următoarea ordine: rezistențele, condensatoarele (trimer și cele ceramice), tranzistoarele și, în final, înfășurările.

Datele înfășurărilor sunt prezentate în tabel. Acordul începe prin aducerea etajului oscilator în regim de funcționare pe frecvența de 36 MHz.

Se poate măsura frecvența oscilatorului cu un grid-dip-metru sau folosind un receptor de UUS, ascultând armonica a 4-a (144 MHz) în receptor.

Condensatorul C_2 (15 pF), notat cu steluță și conectat în paralel pe circuitul acordat, se alege în funcție de dioda varicap folosită. Pentru o diodă de tipul BA121, va avea valoarea de 27 pF; pentru BB109 – circa 22 pF, iar pentru BA124 – 15 pF.



Cablaj 4.28

Aceste valori se aleg practic astfel încât condensatorul trimer C_5 să fie închis aproximativ la jumătate.

Celelalte circuite se acordează pentru maximum de curent al etajului imediat următor.

De exemplu: se măsoară cu un voltmetru căderea de tensiune la bornele rezistenței R_{13} (deci se măsoară curentul de emitor al tranzistorului T_5), apoi se acționează asupra condensatorului trimer C_{15} până se obține o valoare maximă a acestui curent.

Acest lucru se face în continuare și cu celelalte etaje. Trebuie avut grijă ca în tot acest timp să fie conectat la ieșirea emițătorului un cablu coaxial de 3-5 m, la al cărui capăt vom conecta un bec de 3-5 W, la tensiunea de 18-24 V. Pentru reglaje, această sarcină artificială, simplu de executat, este satisfăcătoare.

Deoarece tranzistorul final are emitorul conectat la masă, vom acorda circuitul $L_5C_{25}C_{27}L_6$ acționând condensatoarele trimer C_{25}, C_{27} după maximul de strălucire a becului care îndeplinește rolul de „antenă artificială". De asemenea, în aceeași manieră vom acorda etajul final, adică acționând asupra condensatoarelor trimer C_{30}, C_{31}. În cazul în care observăm că acordul optim se obține atunci când condensatorul C_{30} este complet închis, vom lipi în paralel pe acesta, pe fața cu trasee, un mic condensator ceramic de tip plachetă, având valoarea de 5-8 pF. Putem interveni și asupra valorii condensatorului C_{26}, de 22 pF, în sensul măririi sau micșorării, atunci când observăm că se obține acordul optim cu condensatorul trimer C_{27} închis la maximum sau, respectiv, deschis complet.

Toate înfășurările se execută din conductor de cupru emailat. Șocurile de radiofrecvență (SRF) se execută din sârmă emailată cu diametrul de 0,4 mm, spiră lângă spiră, cu diametrul interior al înfășurării de 3 mm, pe o lungime egală cu distanța dintre găurile corespunzătoare din cablajul imprimat.

La intrarea modulatorului se poate conecta un microfon dinamic. Legătura între plăcuța emițătorului și mufa de microfon folosită se face cu o bucată scurtă de cablu ecranat. Punctul „cald" al intrării este la capătul liber al condensatorului C_1.

Legătura între emițător și mufa coaxială de antenă se face cu un segment de cablu coaxial. Punctul „cald" al ieșirii este la punctul comun dintre C_{30} și C_{31}. Ecranul cablului coaxial se leagă la punctul de masă al emițătorului.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	$\phi_{sârmă}$ (mm)	$\phi_{interior\ bobină}$ (mm)	Pas (mm)	Observații	Sens de înfășurare
L_1	11	0,8	6	0,5	Priză la spira 3	Stânga
L_2	9	0,8	5	0,5	Priză la spira 2	Dreapta
L_3	5	1	5	1	Priză la spira 1	Stânga
L_4	5	1	5	1	Priză la spira 1	Dreapta
L_5	5	1	5	–	–	Dreapta
L_6	1,75	0,4	5	–	–	Stânga
L_7	12	0,4	4	–	Spiră lângă spiră	Indiferent
L_8	4	0,8	5	–	Spiră lângă spiră	Indiferent

Emițător MF-QRP

Acest mic emițător (figura 4.29) este modulat în frecvență și lucrează în banda de 2 m.

După cum se poate observa, semnalul de la microfon este amplificat de două etaje în clasa A.

În partea de radiofrecvență, primul etaj este oscilatorul modulat în frecvență, iar etajul următor lucrează ca dublor de frecvență și etaj final de emisie. Pentru ca deviația de frecvență să fie destul de mare, în serie cu cristalul de cuarț este conectată bobina L.

Semnalul audio operează asupra diodei varicap. Circuitul din colectorul oscilatorului este acordat pe 72 MHz, iar circuitul din colectorul etajului final, pe 144 MHz. Pentru ca stabilitatea frecvenței să fie ridicată, etajul oscilator se alimentează cu tensiune stabilizată.

Bobina L se construiește pe carcasa unui transformator FI de 455 kHz și conține 24 de spire din sârmă CuEm ϕ 0,08 mm. Cu ajutorul acestei bobine, în lipsa semnalului AF, se reglează exact frecvența de emisie. Bobinele L_1 și L_2 au diametrul de 5 mm și se construiesc din sârmă CuEm ϕ 0,8. L_1 are 8 spire, iar L_2 – 6 spire. Cuarțul are frecvența de 24 MHz sau 14,4 MHz (overtone).

Acest montaj este foarte util dacă se folosește împreună cu un receptor, realizat eventual cu circuitul MC3362.

Montajul se alimentează cu o baterie de 9 V.

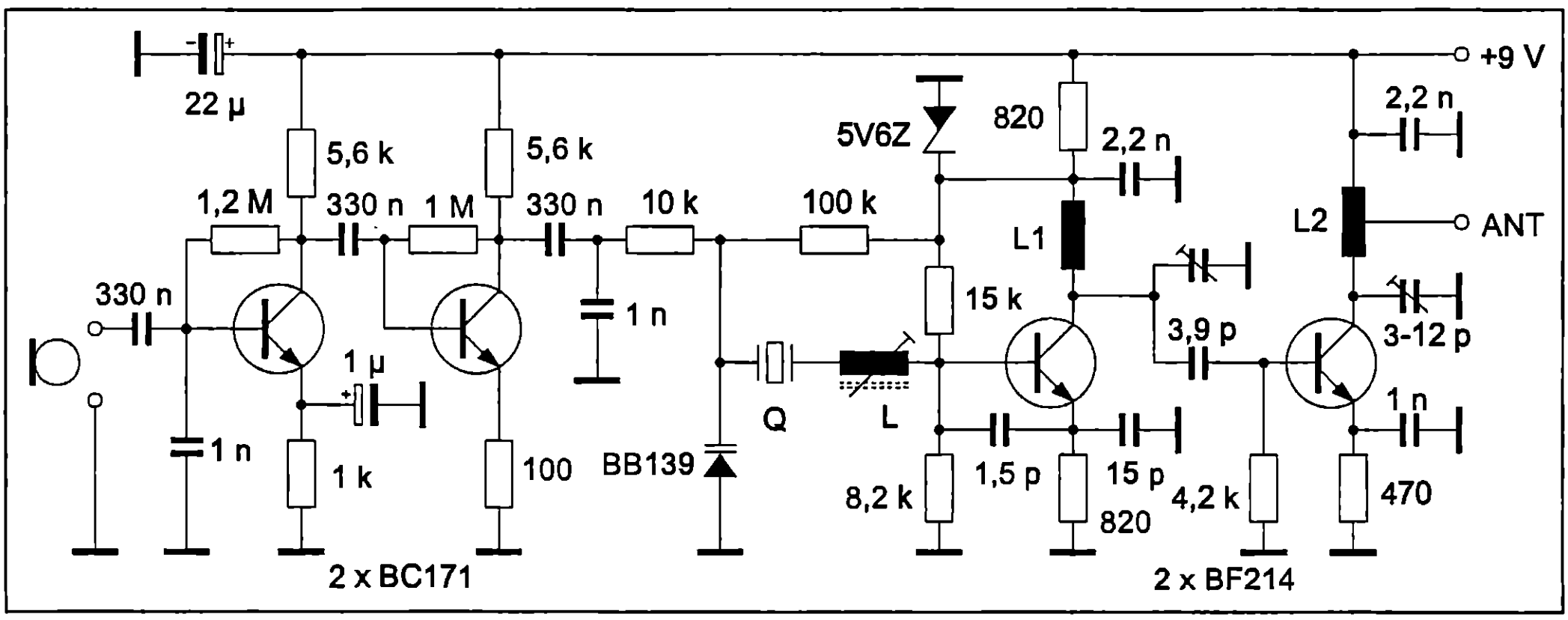


Fig. 4.29

Capitolul V AMPLIFICATOARE RF DE PUTERE

Amplificator liniar pe 50 MHz

Banda de 50 MHz este tot mai mult folosită, valorificându-se atributele propagării din acest spectru, care favorizează legături sigure tot timpul, la distanțe nu prea mari, aceasta fiind, de fapt, o bandă de tranzit între HF și VHF.

Amplificatorul prezentat poate debita cel puțin 20 W, dar poate fi realizat și în varianta de 4 W dacă se folosește un tranzistor de mică putere (BLY87A sau KT920A).

Tranzistoarele folosite sunt de tip BLY89A sau KT925B, alimentate la 13,8 V.

Bobina L_1 din bază are 4 spire din CuEm ϕ 0,8 mm, cu diametrul de 5 mm, bobinate pe o lungime de 8 mm. L_2 are 2 spire din CuEm 0,5 mm, bobinate pe un miez cu două găuri, și se montează în paralel cu o rezistență de 47 Ω.

Bobina L_3 este tot un șoc de radiofrecvență și are 4 spire bobinate pe un miez de ferită cu patru găuri (sârmă CuEm ϕ 0,5 mm). Bobina L_5 are 8 spire din CuAg ϕ 1 mm, bobinajul are diametrul de 10 mm și lungimea de 15 mm.

Polarizarea bazei este dată de dioda 1N4001 și rezistența de 380 Ω / 0,5 W.

Condensatoarele au următoarele valori:

C_1 = 10-40 + 33 pF
C_2 = 10-70 + 180 pF
C_3 = 4 x 200 pF
C_4 = 10-40 + 33 pF
C_5 = 10-70 + 56 pF
C_9 = 33 pF

Aceste condensatoare din circuitul de acord sunt compuse din mai multe componente pentru a se obține acordul optim. Pe terminalele diodei se va monta câte o perlă de ferită.

Pentru ca radiodifuziunea din banda de 100 MHz să nu fie perturbată, deci pentru ca armonicele provenite din frecvența de 50 MHz să fie puternic atenuate, se recomandă ca la ieșirea amplificatorului de putere să se monteze un filtru trece-jos (vezi fig. 5.2). Acesta se compune din trei celule montate separat într-o cutie metalică. Cele patru condensatoare au valoarea de 33 pF. Bobinele au diametrul de 5 mm și se construiesc din sârmă de CuEm ϕ 0,5 mm. L_1 are 4,5 spire, L_2 are 10 spire, iar L_3 are 6,5 spire.

Chiar și fără filtru, circuitul de ieșire al etajului final atenuează armonica a doua cu 35 dB.

Amplificator FM-VHF

Cu acest amplificator, construit cu tranzistorul BLY93, se poate obține o putere de radiofrecvență cuprinsă între 4 și 13 W, în funcție de tensiunea de alimentare, pentru un semnal modulat în frecvență în banda de 2 m.

Se observă că la ieșire amplificatorul are un filtru care permite o bună adaptare cu o sarcină de 50 Ω și atenuarea armonicelor.

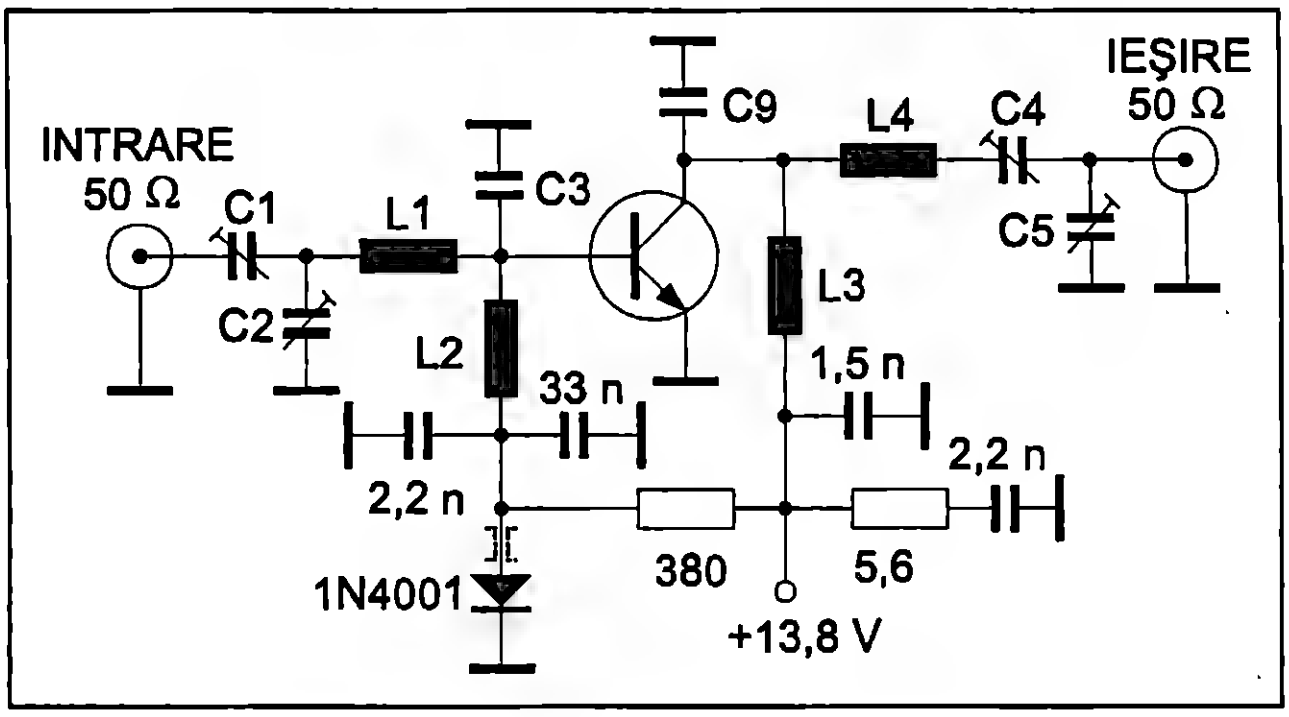


Fig. 5.1

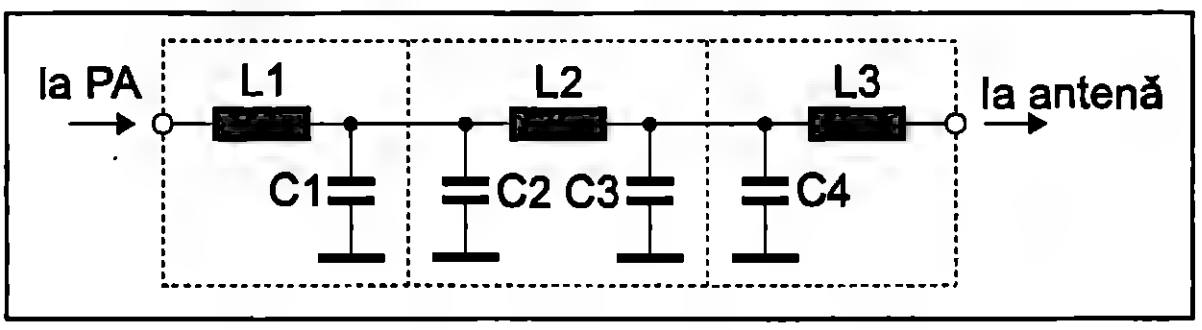


Fig. 5.2

Bobinele se construiesc din sârmă de CuAg cu diametrul de 1 mm și au diametrul de 6 mm. Bobinele L_2 și L_3 au lungimea de 12 mm.

Bobina de la intrare, L_1, are 0,5 spire, iar șocul Ft_1 este constituit din 3 spire bobinate pe o perlă de ferită.

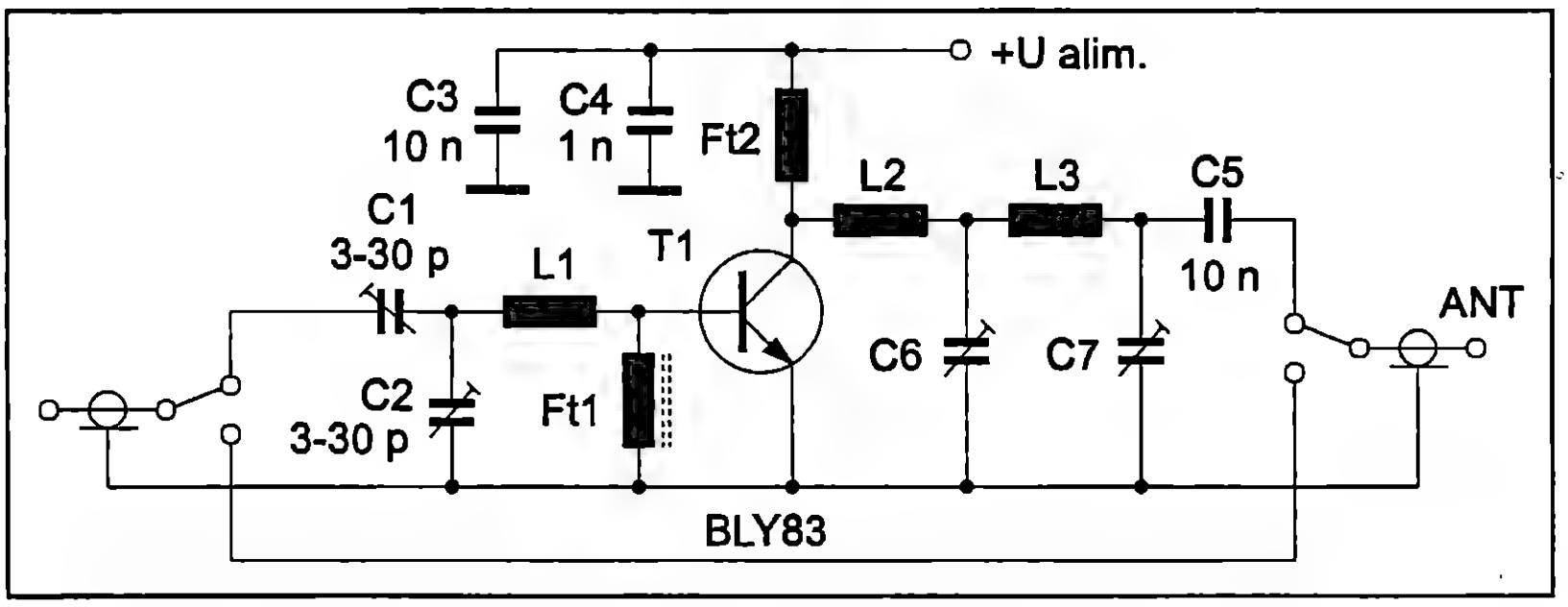
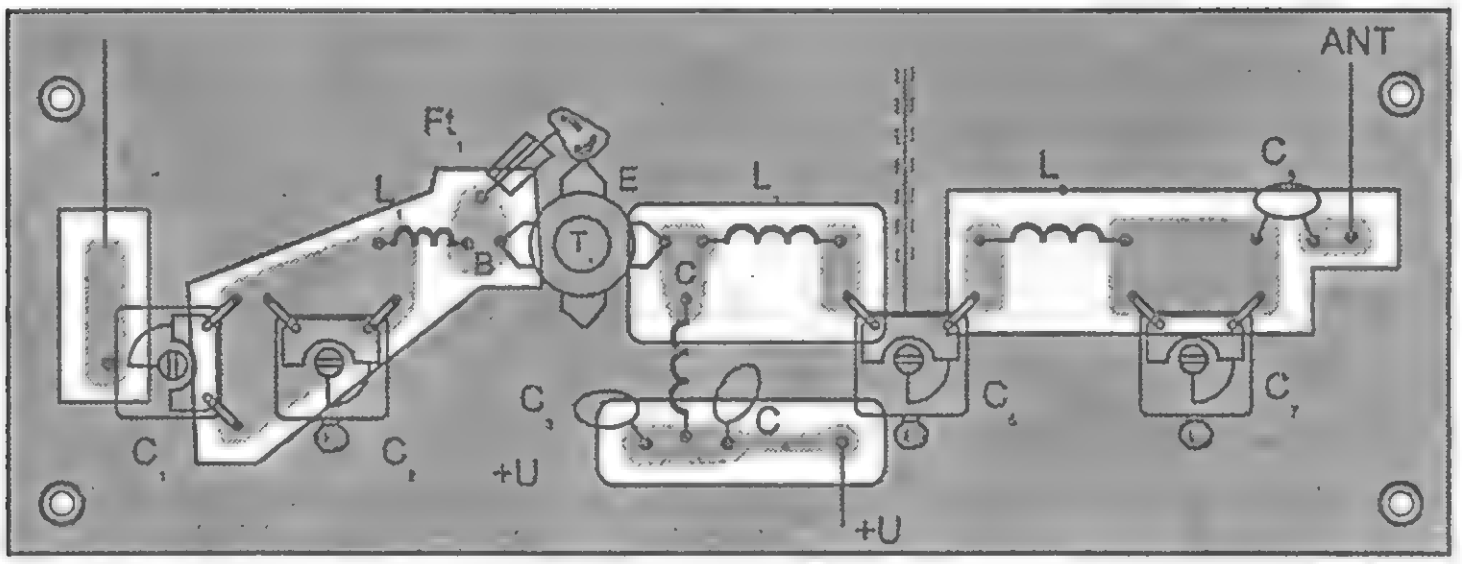


Fig. 5.3



Cablaj 5.3

Bobina L_2 are 8 spire, iar L_3 are 7 spire când montajul este alimentat cu 12 V și 8 spire când este alimentat cu 24 V.

Toate condensatoarele trimer sunt de 3-30 pF.

La intrare se aplică un semnal de 1 W cu frecvența de 145 MHz; la ieșire trebuie să se obțină 4 W dacă alimentarea este de 12 V sau 13 W dacă alimentarea este de 24 V.

Șocul Ft_2 are 4 spire din CuEm ϕ 1 mm, cu diametrul bobinajului de 6 mm.

Amplificator VHF „all mode"

Cu impedanțe de intrare și ieșire de 50 Ω, amplificatorul poate debita, în toate modurile de lucru, cel puțin 15 W în antenă (fig. 5.4).

În permanență, cele două tranzistoare sunt alimentate cu 28 V, bazele fiind practic puse la masă prin D_1 și D_2, ceea ce fixează un curent nul de colector.

Când se trece pe emisie, la terminalul rezistorului R_7 se aplică o tensiune de 12 V și pe anodul diodei D4 se stabilește o tensiune de 1,5 V.

Această tensiune de 1,5 V se aplică pe baze prin R_5 și R_6. Valorile tensiunilor pe baze sunt stabilizate de diodele D_1 și D_2.

Prin R_5 se impune ca tranzistorul T_1 să aibă un curent de repaus de 50 mA, iar R_6 stabilește valoarea de repaus a curentului prin T_2 la 100 mA.

Diodele D_1 și D_2 se montează pe capsulele tranzistoarelor ale căror tensiuni de bază le controlează, în scopul compensării variațiilor de temperatură. Cuplajul termic se asigură cu vaselină siliconică.

Cablajul imprimat este dublu placat (figura 5.5).

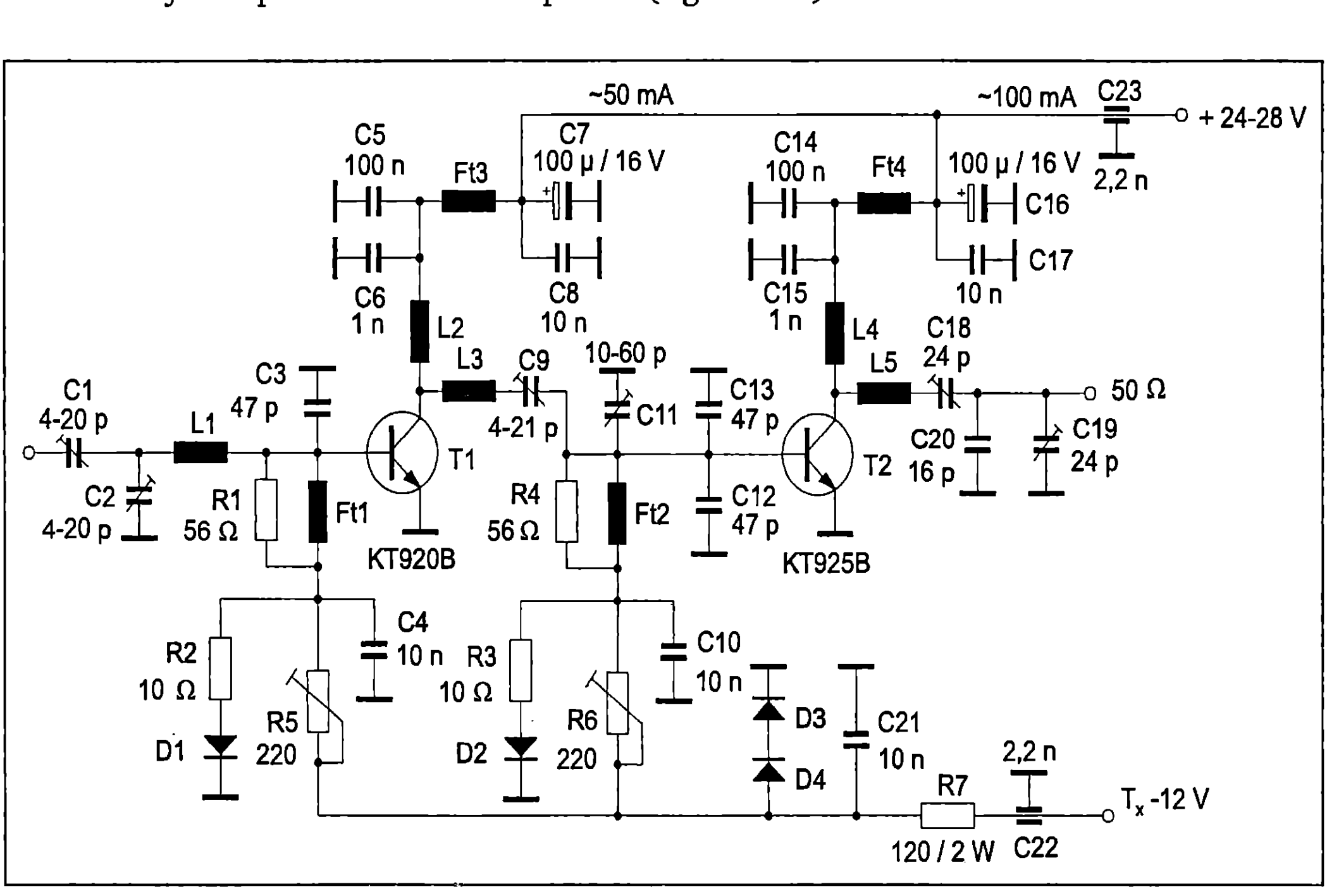


Fig. 5.4

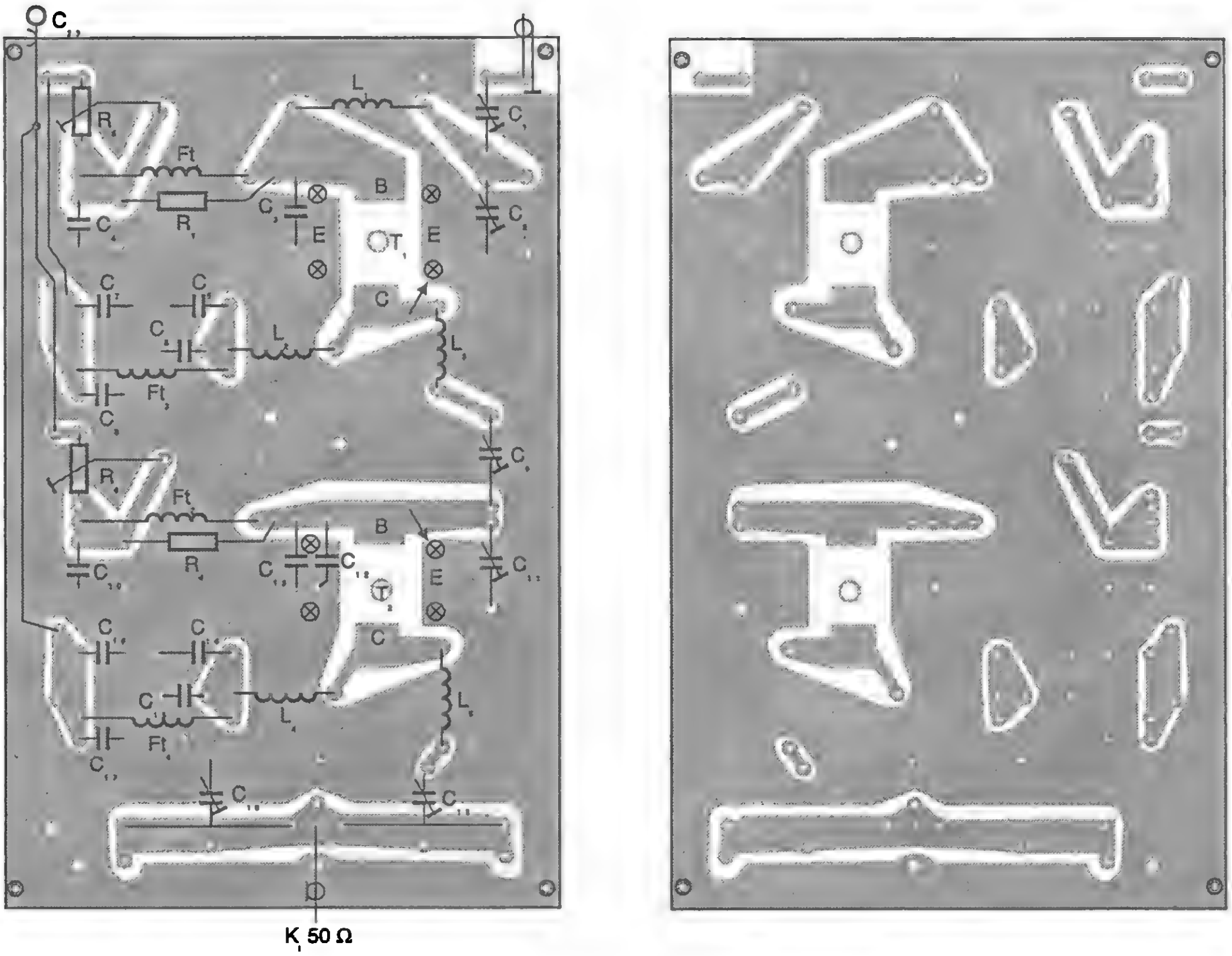


Fig. 5.5

Construcția bobinelor: $L_1 = L_2 = L_5$ – 4 spire, L_3 – 5 spire, L_4 – 3 spire, toate realizate din sârmă CuAg cu ϕ 1 mm, cu diametrul spirei de 6 mm. Șocurile Ft_1 și Ft_2 sunt construite pe miezuri de ferită cu 6 orificii; Ft_3 și Ft_4 au câte 10 spire din sârmă CuEm ϕ 0,5 mm și diametrul bobinajului de 2,5 mm.

Amplificator de 25 W, pentru 2 m

Acest amplificator este recomandat pentru echipamente portabile în banda de 2 m, deoarece se alimentează la 12 V (fig. 5.6).

Sursa de excitație, respectiv transceiverul, trebuie să livreze în jur de 2,5 W.

Se observă că acest amplificator lucrează în clasa C, deci este apt pentru MF. Comanda Rx / Tx se face în sistem RF-VOX fiind folosite două diode 1N4148, un tranzistor BC171, un tranzistor BD136 și releele de la intrare și de la antenă.

Ca amplificator RF de putere se folosește un tranzistor BLY88, BLY89C sau KT925. Datele bobinei L_1 sunt prezentate în desen; L_2 și L_3 au 4 spire din CuAg ϕ 1,5 mm, diametrul de 8 mm și lungimea de 10 mm; L_5 și L_6 au 4 spire din CuAg ϕ 1 mm, diametrul de 6 mm, lungimea de 11 mm; L_4 are 20 spire din CuEm ϕ 0,8 mm, bobinate pe corpul unei rezistențe de 100 Ω / 0,25 W.

Montajul se execută pe circuit imprimat dublu placat. Tranzistorul de putere se montează pe radiator.

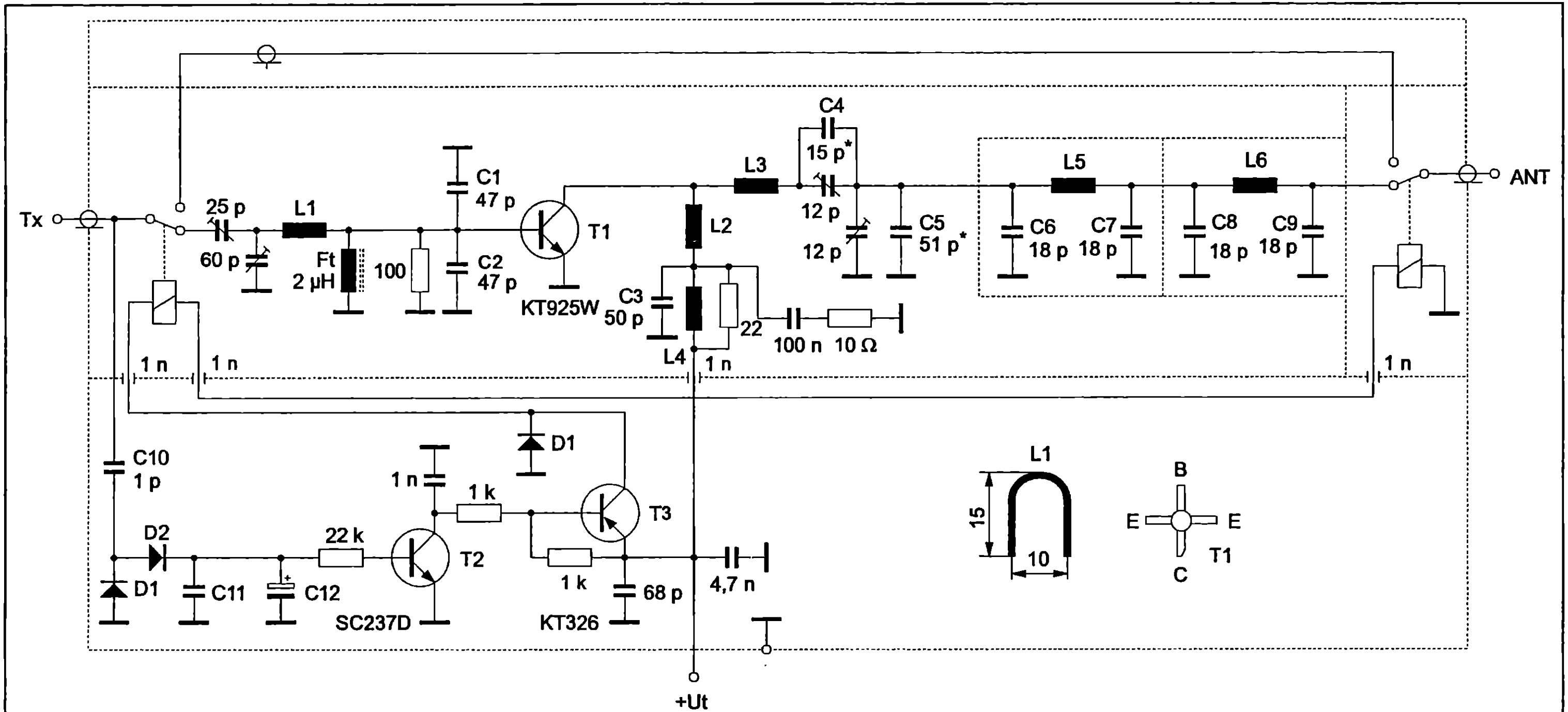

Tx
25 p
60 p
L1
Ft
2 μH
100
C1
47 p
C2
47 p
T1
KT925W
L2
L3
C4
15 p*
12 p
12 p
C5
51 p*
L5
L6
C6
18 p
C7
18 p
C8
18 p
C9
18 p
ANT
C3
50 p
L4
22
100 n
10 Ω
1 n
1 n
1 n
1 n
C10
1 p
D1
1 n
1 k
T3
D2
22 k
T2
D1
C11
C12
SC237D
1 k
68 p
KT326
4,7 n
+Ut
L1
15
10
B
E
E
C
T1

Fig. 5.6

Amplificator liniar cu două etaje

Mulți radioamatori sunt deja dotați cu emițătoare cu puteri de ordinul a 4-5 W. La asemenea aparate se poate atașa un amplificator liniar, cu o putere absorbită de 50-55 W și o putere utilă de ordinul a 40 W.

Montajul din fig. 5.7 poate amplifica semnale modulate în amplitudine, în frecvență sau semnale telegrafice. Aparatul se alimentează de la o sursă de curent continuu, preferabil stabilizată, cu tensiunea de 24-25 V, și care să poată debita un curent de până la 3,5 A. Tranzistorul final consumă 2,0-2,4 A, iar cel prefinal, 550-700 mA, în funcție de puterea aplicată la intrare. Curentul minim corespunde unei puteri de 35 W, iar cel maxim, uneia de 45 W. Se recomandă utilizarea amplificatorului până la puterea de 50 W absorbită la etajul final, ce corespunde unei puteri la intrare de 3,5 W. Aparatul poate fi folosit și la puteri mai mici, fie aplicând o putere mai mică la intrare, fie scăzând tensiunea de alimentare până la 12 V.

Ambele tranzistoare lucrează în clasă AB. În acest fel, aparatul se pretează foarte bine la amplificarea semnalelor de tip SSB.

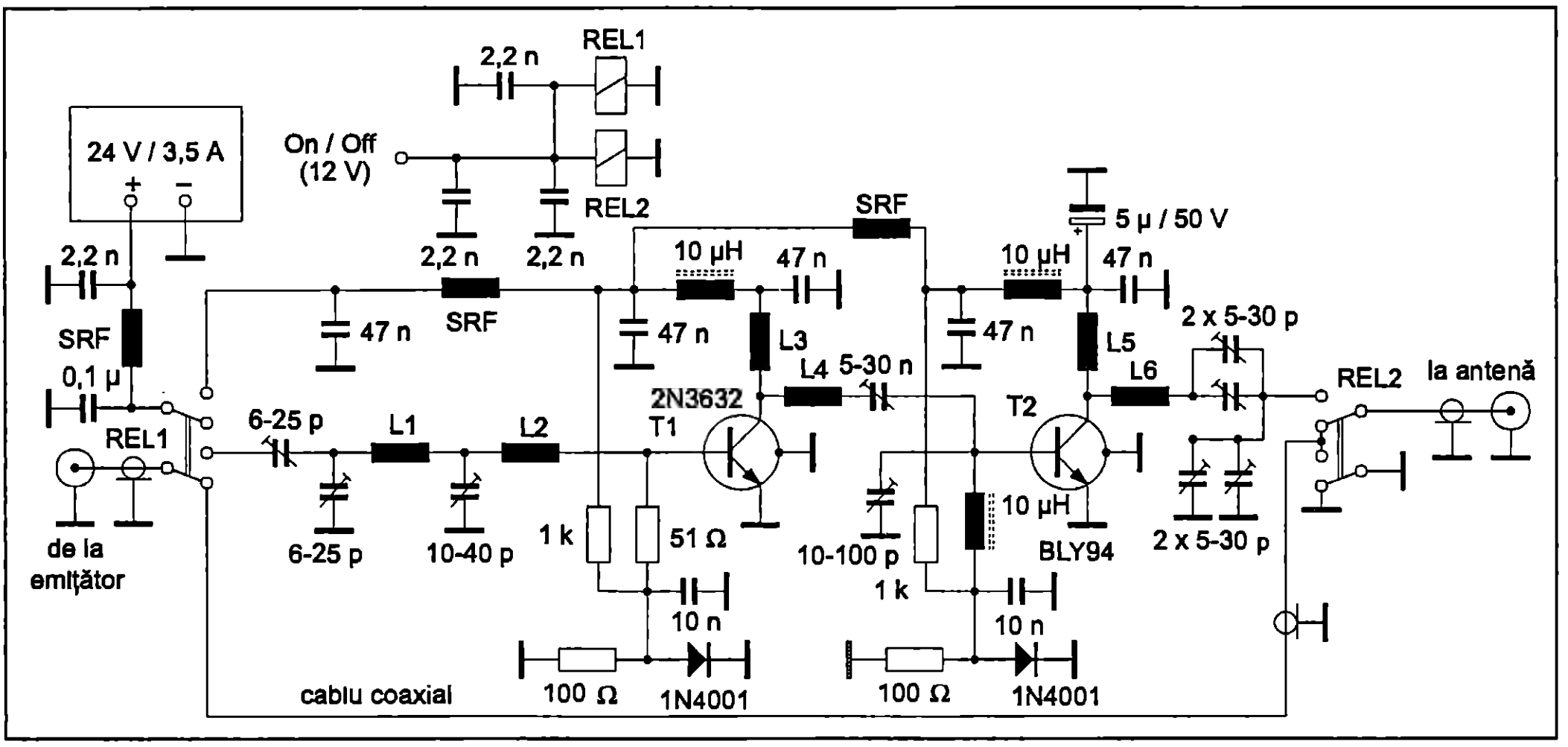


Fig. 5.7

Descrierea schemei

Inductanțele L_1 și L_2, împreună cu cele trei condensatoare trimer aferente, realizează adaptarea impedanței de intrare a amplificatorului, care este relativ mare (75 Ω), cu impedanța mică de intrare a tranzistorului 2N3632.

În mod identic, circuitul format din L_4 și cele două condensatoare trimer, de 5-30 pF și de 10-100 pF, realizează adaptarea între impedanța (mare) de ieșire a tranzistorului 2N3632 și impedanța (mică) de intrare a tranzistorului BLY94. În final, circuitul compus din L_6 și cele patru condensatoare de 5-30 pF, conectate două câte două în paralel, realizează adaptarea impedanței de ieșire a amplificatorului cu cea a cablului coaxial de 75 Ω, care face legătura cu antena.

Regimul de funcționare în clasă AB a tranzistoarelor este stabilit de rezistoarele de 1 kΩ și 100 Ω și diodele 1N4001.

Comutarea regimului de lucru emisie/recepție se face cu ajutorul a două relee de 12 V, fiecare având două contacte cu câte două poziții (contactele trebuie să permită comutarea unor asemenea puteri la frecvența de 144 MHz). Trebuie acordată mare atenție calității releelor.

În regim de recepție releele nu sunt comandate; contactele (în repaus) asigură conectarea directă între mufele de intrare și cele de ieșire (pentru a se putea conecta antena la receptor), precum și întreruperea circuitului de +24 V care alimentează amplificatorul. Atunci când releele sunt anclanșate, semnalele de la intrare se aplică pe circuitul bazei tranzistorului 2N3632, borna de antenă se cuplează la circuitul de ieșire al tranzistorului BLY94 și, bineînțeles, se alimentează amplificatorul cu tensiunea de +24 V.

Condensatoarele trimer de 5-30 pF sunt cu dielectric aer. Cele ceramice nu rezistă la asemenea putere. Condensatorul trimer de 10-100 pF este cu mică sau cu aer.

Reglaje

Se alimentează amplificatorul de la o sursă de 12 V_{cc}. Pe linia de alimentare pozitivă se intercalează un ampermetru poziționat pe domeniul de 3-5 A; se aplică la intrare semnale de RF de la emițător. Se conectează la ieșirea amplificatorului o sarcină artificială de 75 Ω , cu puterea de 30 W, la capătul unui tronson de cablu coaxial de 75 Ω, cu lungimea de 2-3 m. În lipsa unei sarcini artificiale, pentru un prim reglaj se pot utiliza două becuri de 50 V / 15 W, conectate în paralel.

Se aplică 12 V la borna de comandă a celor două relee. Cu o șurubelniță izolată (din material plastic) se reglează cele trei condensatoare trimer de la intrare pentru indicația maximă a ampermetrului.

În continuare se reglează condensatoarele trimer de 5-30 pF și 10-100 pF din circuitul de colector al tranzistorului 2N3632, urmărind ca becurile să lumineze la intensitatea maximă. Când se folosește o sarcină artificială, se conectează în paralel cu aceasta un beculeț telefonic de 48 V.

În final se reglează și condensatoarele trimer de la ieșire, urmărind strălucirea maximă a becului.

După aceea se aplică amplificatorului tensiunea de 18 V, reluând toate reglajele – bineînțeles, într-o plajă mai redusă. În mod identic se face reglajul la tensiunea de 24 V.

În tot timpul reglajelor se urmărește indicația ampermetrului. În nici un caz nu trebuie să se depășească valoarea de 3,5 A.

Menționăm că atunci când nu se aplică tensiunea pentru comanda releelor REL 1 și REL 2, amplificatorul de putere nu este alimentat cu energie electrică, iar semnalul de radiofrecvență aplicat la intrare se transferă direct în circuitul de antenă prin intermediul contactelor releelor (poziția de repaus a contactelor). În acest fel vom avea două stări de lucru: modul economic (fără amplificatorul de putere) și modul de lucru la putere mare.

Comanda releelor trebuie dată concomitent cu comanda modului de lucru al emițătorului de bază (emisie/recepție).

Întreg aparatul trebuie montat într-o cutie metalică, iar tranzistoarele vor fi prevăzute cu radiatoare corespunzătoare.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	Diametru (mm)	Lungime (mm)
L_1, L_4	5	CuAg ϕ 1 mm	6	13
L_2	1,25	CuEm ϕ 1 mm	5	
L_3	7	CuEm ϕ 1 mm	6	10
L_5	5	Cu Em ϕ 1 mm	5	10
L_6	1,25	CuAg ϕ 1,5 mm	18	18
SRF			Tub din ferită cu ϕ_{int} = 2 mm, ϕ_{ext} = 4 mm, lungimea = 10 mm	

Amplificatoare liniare de mare putere pentru VHF

Atunci când se depășește puterea de ieșire de 25 W în radiofrecvență, se utilizează componente speciale și sunt necesare precauții deosebite.

Pentru puteri mari în domeniul VHF a fost realizat tranzistorul BLY94, care, în condiții corecte de polarizare și excitație, poate debita o putere RF de până la 70 W (figura 5.8).

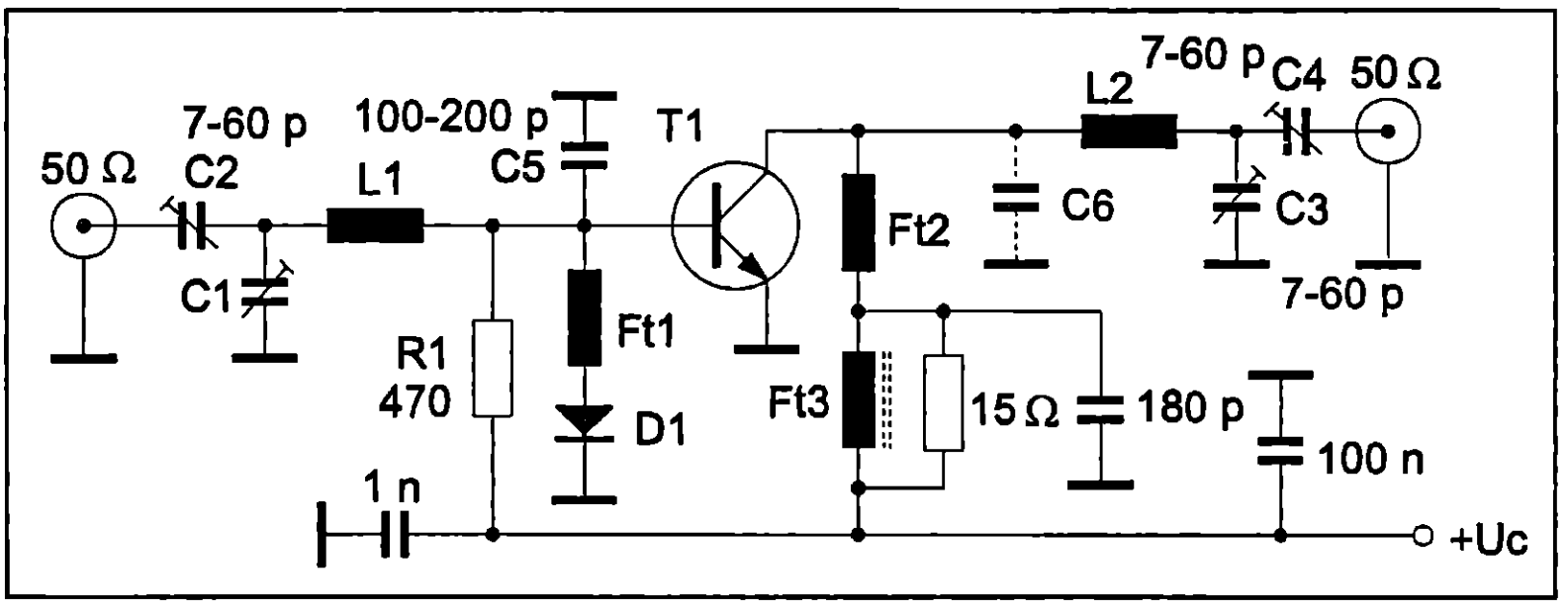


Fig. 5.8

Tranzistorul BLY94 se alimentează cu o tensiune de 28 V, la care absoarbe un curent de 3,5 A dacă este excitat cu 10-15 W.

La intrare, bobina L_1 are o singură spiră cu diametrul de 14 mm, realizată din CuEm ϕ 1,5 mm.

Bobina L_2, din colector, are diametrul de 14 mm și constă din 2 spire cu pasul de 2 mm, executate cu sârmă de CuAg ϕ 3 mm. Condensatoarele trimer de acord de la intrare și ieșire au capacitățile cuprinse între 7 și 60 pF și se recomandă a avea dielectric de teflon, mică sau aer. Rezistența de polarizare din bază, cu valoarea de 470 Ω , trebuie să suporte o putere disipată de 5 W.

Dioda de polarizare D_1 este de tipul 1N4001-1N4007 și, așa cum apare și în desenul de plantare a pieselor, se plasează pe corpul tranzistorului, în felul acesta obținându-se un control al temperaturii tranzistorului.

Șocul Ft_1 are 4 spire cu diametrul de 6 mm, bobinate spiră lângă spiră cu sârmă de CuEm ϕ 0,8 mm, iar Ft_3 are aproximativ 20 de spire din sârmă de CuEm ϕ 0,25 mm, bobinate pe un suport de ferită cu diametrul de 3 mm.

Capacitatea C_5 este formată din două condensatoare de 56-100 pF montate simetric pe bază.

C_6 poate fi, de asemenea, realizat din două condensatoare de 27 pF sau poate să lipsească. Aceasta se stabilește prin tatonări în timpul acordului amplificatorului.

Ca o protecție suplimentară a tranzistorului, în paralel cu dioda se poate monta o rezistență de 50-80 Ω / 2 W, pentru ca, în cazul în care dioda se întrerupe, tranzistorul să rămână în clasa AB.

Deoarece lucrează în clasa AB, montajul poate fi folosit ca amplificator all-mode: CW, FM, SSB.

Pentru ca amatorul să poată construi acest amplificator, prezentăm cablajul și modul de dispunere a pieselor (fig. 5.9, 5.10).

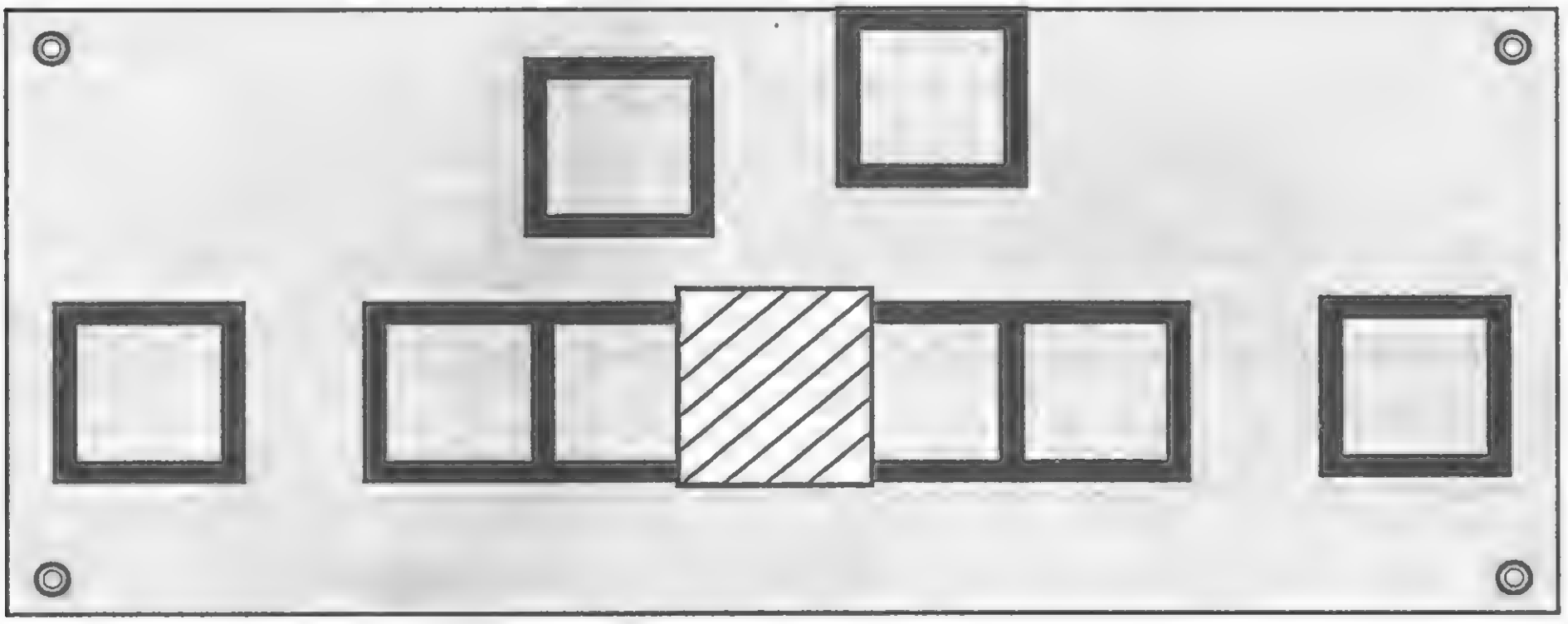


Fig. 5.9

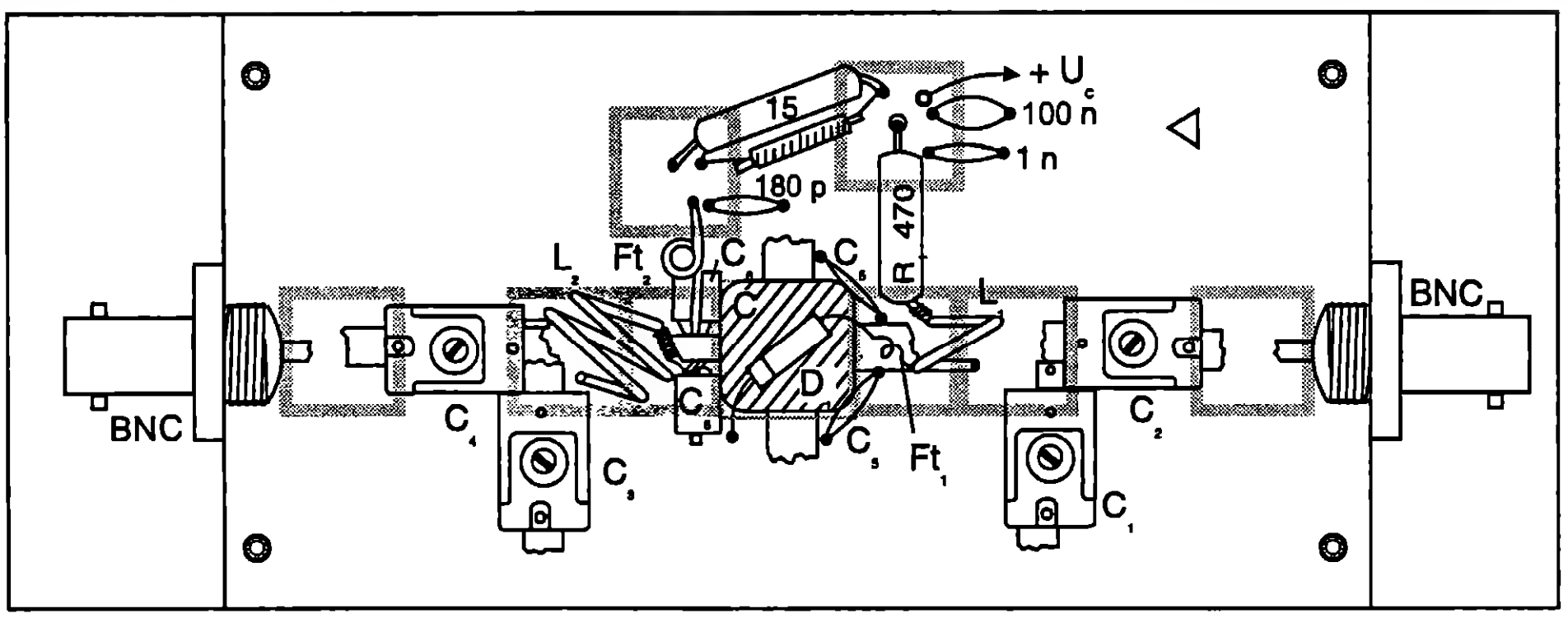


Fig. 5.10

Amintim că se folosește cablaj simplu placat, elementele-suport ale pieselor fiind de tip insulă.

Tranzistorul va fi fixat obligatoriu pe un radiator de căldură.

După ce montajul a fost realizat, se face o verificare vizuală și apoi se alimentează cu 12 V fără a i se aplica semnal de intrare.

Sursa de 12 V se conectează printr-un ampermetru pentru a se determina curentul absorbit în stare de repaus, care trebuie să fie de aproximativ 25 mA.

Se montează apoi la ieșire o sarcină de 50 Ω / 100 W prin intermediul unui aparat pentru măsurarea puterii și al unui cablu cu lungimea de aproximativ 1,8 m.

După aceea, la intrarea amplificatorului se aplică o putere de 2-4 W și, reglând pe rând condensatoarele trimer, de la intrare spre ieșire, se urmărește obținerea maximului de putere pe sarcină.

Se decuplează semnalul de la intrare și se observă dacă și puterea în sarcină este nulă, ceea ce denotă că amplificatorul nu autooscilează.

Operația de reglaj se repetă pentru tensiunile de alimentare de 18 V, 24 V și 28 V, dar, în toate cazurile, cu 4 W la intrare.

Când se obține certitudinea că amplificatorul cu BLY94 funcționează corect, se aplică la intrare o putere de 10-14 W. În acest caz, curentul absorbit va fi de 3-3,5 A, iar puterea debitată pe sarcina de 50 Ω va fi de 60-70 W.

Dacă se lucrează numai în FM, deci fără SSB, etajul poate fi adus în clasa C. Această clasă de funcționare este mult mai stabilă și mai avantajoasă ca randament energetic. Pentru aceasta se deconectează rezistența de 470 Ω și dioda D_1. În locul diodei, deci între bază și masă, se branșează un șoc RF ce conține 24 de spire din sârmă de CuEm ϕ 0,2 mm, bobinate pe corpul unei rezistențe de 470 Ω / 0,5 W.

Cu un mic artificiu se poate construi un amplificator liniar ce poate debita 100 W. În esență este vorba de două amplificatoare cu BLY94, de tipul celui prezentat anterior, cuplate în paralel (fig. 5.11).

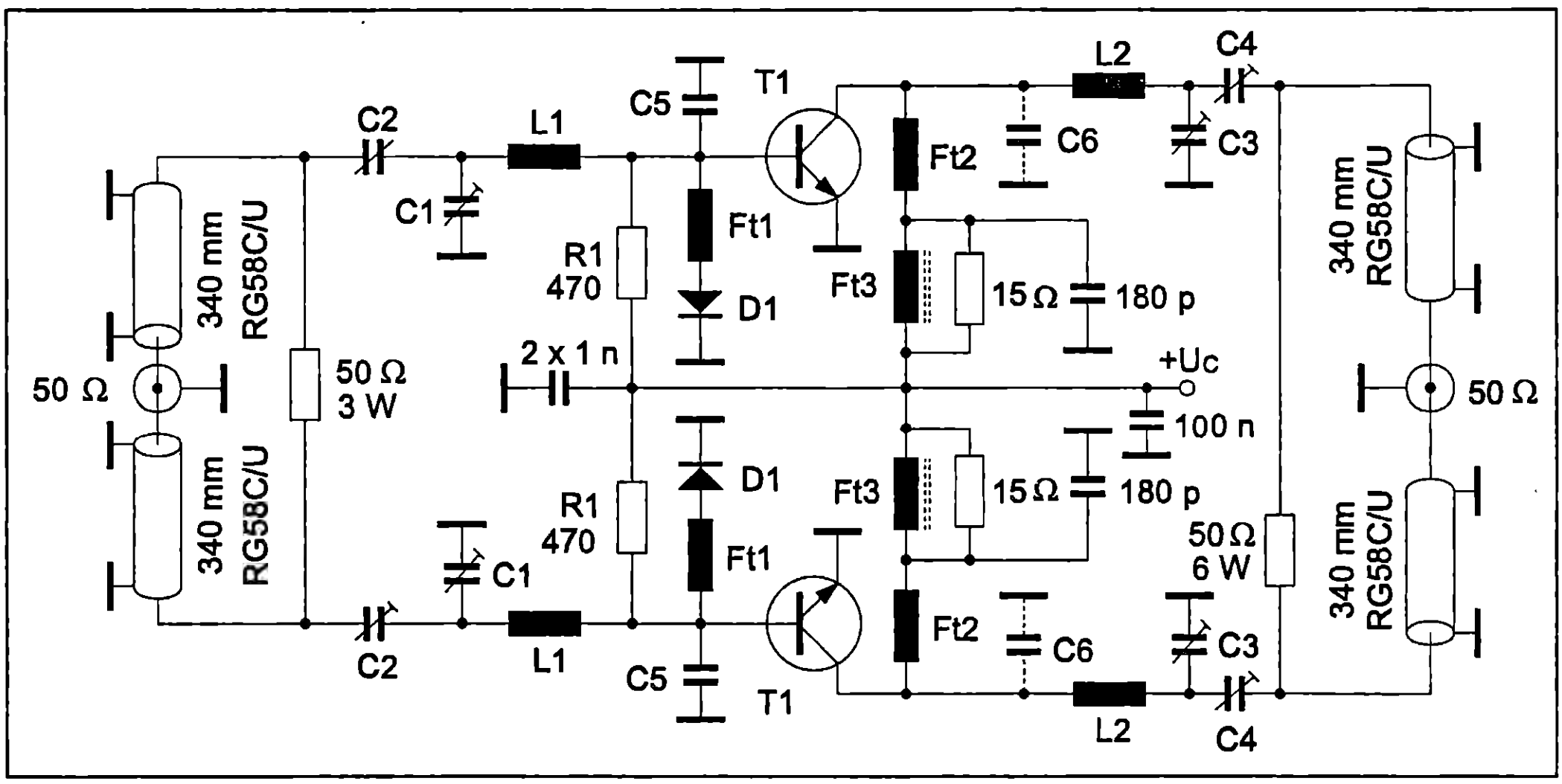


Fig. 5.11

Atât intrările, cât și ieșirile se cuplează cu tronsoane de cablu de 50 Ω cu lungimea $k\lambda/4$.

Întrucât factorul de scurtare este k = 0,66, lungimile celor patru bucăți de cablu vor fi de 341 mm.

Pentru simetrizarea impedanțelor, între terminalele cablurilor se montează câte o rezistență de 50 Ω. Această rezistență este formată din trei rezistoare de 150 Ω/1 W legate în paralel, pentru intrare, și trei rezistoare 150 Ω / 2 W pentru ieșire.

Se va regla puterea de la intrare astfel ca la ieșire, pe o sarcină de 50 Ω să se obțină maximum 100 W.

Și pentru acest montaj se prezintă desenul cablajului (scara 1: 1) și modul de plantare a pieselor (figurile 5.12 și 5.13).

Radiatorul de căldură va fi de dimensiunile plăcii de cablaj.

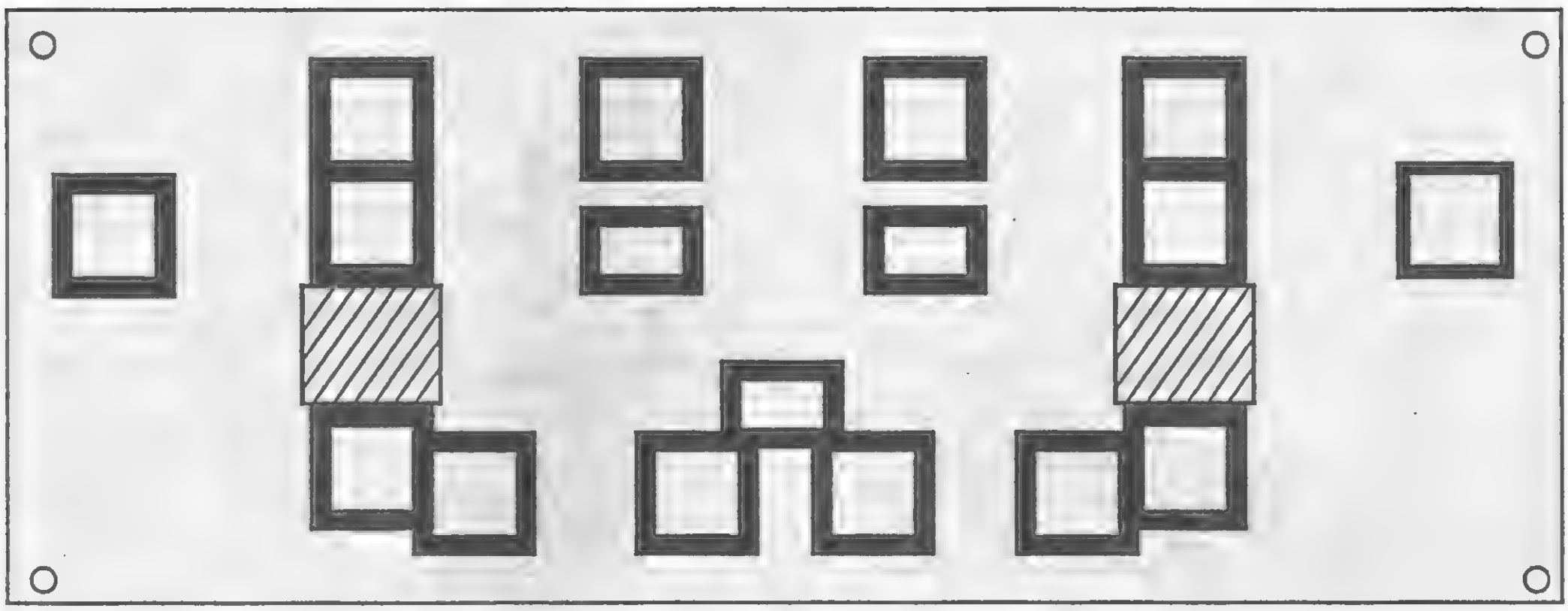


Fig. 5.12

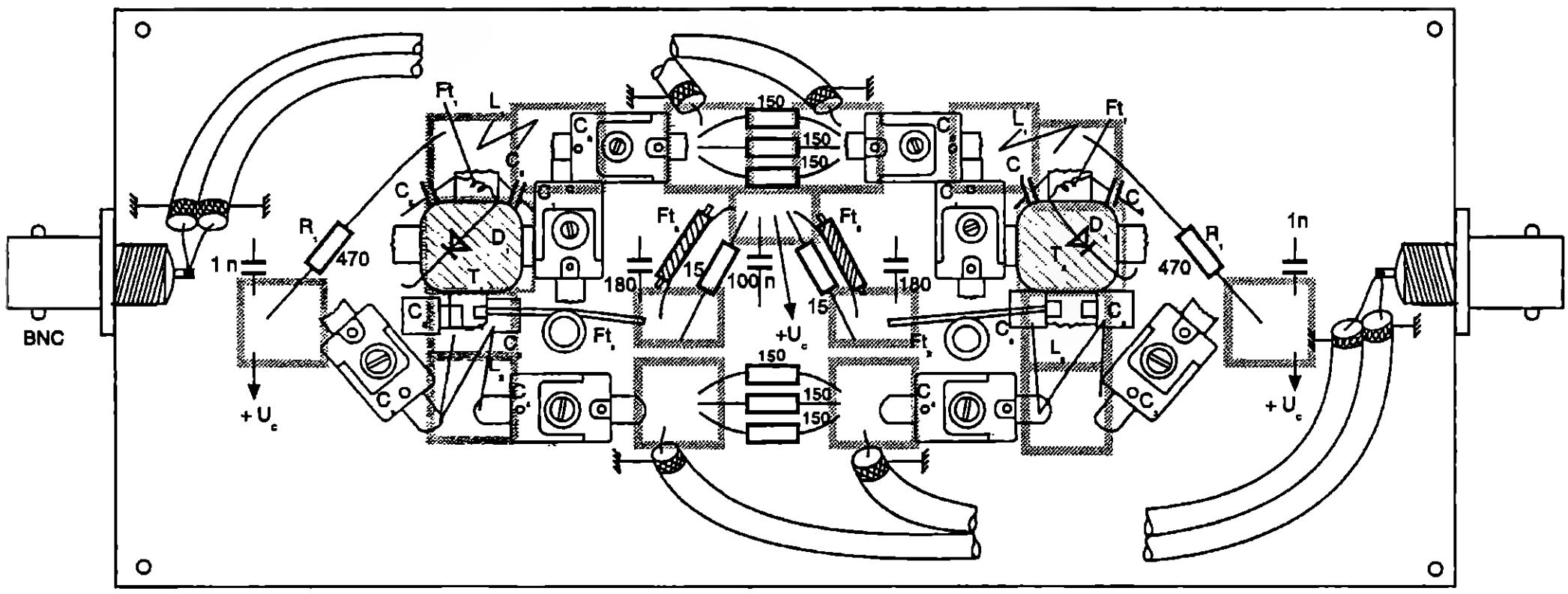


Fig. 5.13

Amplificator de putere MF

Montajul este executat în manieră clasică, adică fără cablaj imprimat. Ca suport s-a folosit o bucată de sticlotextolit, placat cu folie din cupru, cu dimensiunile 200 x 55 mm, folosind partea placată drept masă.

Pe această placă s-au gravat două insule cu diametrul de 5 mm, de care au fost lipite cele două condensatoare de filtraj, C_7 și C_8 și șocurile de radiofrecvență SRF1 și SRF2.

Amplasarea componentelor

În figura 5.15 este prezentată sugestiv amplasarea pieselor pe placa suport. Cele două insule sunt reprezentate punctat. Placa suport este prinsă cu patru șuruburi M3 pe un radiator având aceleași dimensiuni cu cele ale plăcii suport. Acest radiator trebuie să aibă capacitatea de a disipa o căldură corespunzătoare unei puteri de 10-15 W.

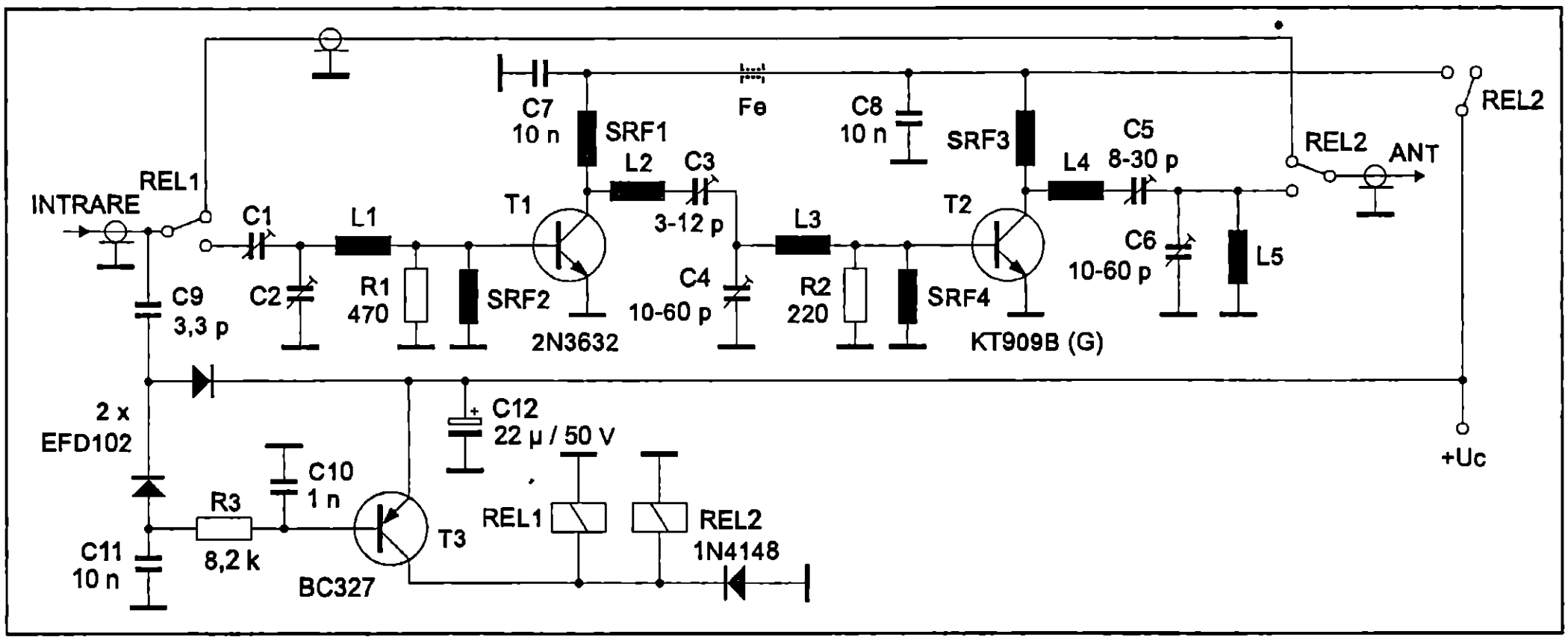


Fig. 5.14

Schema electrică

Schema prezintă noutăți în domeniu (figura 5.14). Ca element aparte figurează circuitul de colector al tranzistorului final, format din L_4, C_5, C_6 și L_5, care sunt alese astfel încât, în cazul nefericit al întreruperii circuitului de antenă, elementul activ să fie protejat. Condensatoarele trimer sunt ceramice, cu excepția lui C_5, care este cu aer. Toate condensatoarele de decuplare sunt ceramice.

Semnalul de intrare este aplicat primului tranzistor, de tipul 2N3632, prin intermediul releului REL 1. Când amplificatorul nu este alimentat cu tensiune, releele REL 1 și REL 2 nu sunt acționate, iar semnalul de la intrare ocolește amplificatorul și ajunge la ieșire (antenă). Când există tensiune de alimentare, semnalul de la intrare este detectat prin circuitul format din C_9 și cele două diode cu germaniu EFD102. Semnalul detectat (de curent continuu) este aplicat pe baza tranzistorului T_3, iar acesta va acționa cele două relee conectate în paralel. În acest fel, amplificatorul de putere va funcționa.

Amplificatorul funcționează cu tensiuni de alimentare cuprinse între 12 și 24 V (tensiune stabilizată).

Când se aplică la intrare un semnal cu puterea de 0,5 W la o tensiune de alimentare de 12 V, tranzistorul final T_2 va consuma un curent de 1,1-1,2 A, deci puterea consumată de acesta va fi de 13-14 W. Când la intrare se aplică 2,5 W, curentul va fi de 1,6-1,7 A, rezultând o putere consumată de 19-20 W.

Când se alimentează amplificatorul de la o sursă de 24 V și se aplică o putere mică la intrare, curentul consumat va fi de 1,6-1,7 A (38-40 W), iar dacă se aplică o putere mare, curentul va fi de 2-2,1 A (48-50 W). Considerând un randament rezonabil de 65%, puterea utilă radiată de antenă va avea valorile (în cele patru situații date) de 9 W, 13 W, 25 W și 32 W. Acestea sunt, de altfel, și valorile măsurate cu ocazia verificărilor.

Deoarece tranzistorul final KT 909 B suportă o putere maximă radiată de 50 W, recomandăm alimentarea amplificatorului de la o sursă stabilizată de 20 V, care să asigure un curent de 3 A. În acest caz, curentul de colector va fi de 1,9-2 A, puterea maximă disipată – de 38-40 W, iar puterea utilă de 25-26 W. Curentul consumat de primul tranzistor (2N3632) are valoarea de circa 4-5 ori mai mică decât cel al tranzistorului final.

De remarcat faptul că acest amplificator este accesibil tuturor. Tranzistorul KT909B sau G poate fi înlocuit cu BLY93, dar acesta are coeficientul de amplificare în putere mai redus cu circa 20%. Aceste valori variază de la exemplar la exemplar. Plecând de la premisa că imaginația radioamatorilor nu are limite, aceștia vor putea utiliza și alte tranzistoare similare.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	ϕ_{int} (mm)	Observații
L_1	3	CuEm ϕ 1,2 mm	6	Pas 0,5 mm
L_2	5	CuEm ϕ 1,2 mm	6	Pas 0,5 mm
L_3	1,5	CuEm ϕ 0,85 mm	6	Pas 0,5 mm
L_4	5	CuEm ϕ 1,2 mm	6	Pas 0,5 mm
L_5	2	CuEm ϕ 1,2 mm	6	Pas 0,5 mm
SRF1	10	CuEm ϕ 0,85 mm	5	–
SRF2	22	CuEm ϕ 0,25 mm	–	Peste R_1
SRF3	8	CuEm ϕ 0,85 mm	5	–
SRF4	22	CuEm ϕ 0,25 mm	–	Peste R_2

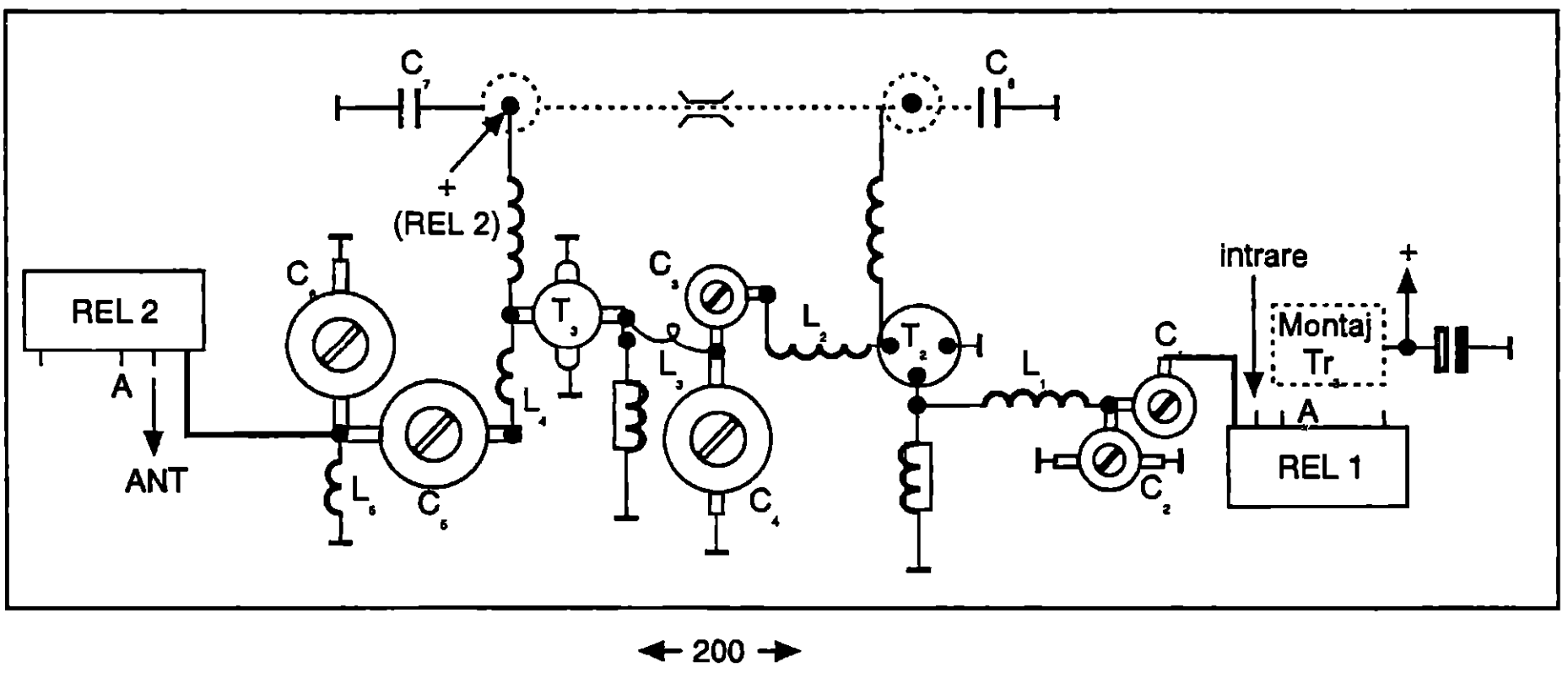


Fig. 5.15

Capitolul VI RADIOTELEFOANE ȘI BALIZE

Radiotelefon VHF de 30 mW

Emițătorul-receptor prezentat are o schemă relativ simplă, dacă avem în vedere performanțele realizate (figura 6.1).

Radiotelefonul are patru părți componente distincte: oscilatorul pilotat cu cristal, realizat cu tranzistorul T_1, care funcționează în permanență (atât în regim de emisie, cât și în regim de recepție); emițătorul realizat cu tranzistoarele T_2 și T_3; receptorul, care utilizează tranzistoarele T_4 (amplificator de radiofrecvență), T_5 (mixer), T_6 și T_7 (amplificatoare ale frecvenței intermediare); amplificatorul de joasă frecvență (T_8-T_{10}).

Oscilatorul pilotat cu cristal este realizat cu un montaj cu reacție capacitivă între bază și emitor. Poate fi folosit un cristal cu una din armonice în banda de 144-146 MHz. În circuitul de colector este conectat un filtru de bandă (L_1L_2), care selectează armonica situată în intervalul de lucru.

În cadrul emițătorului, cuplajul cu antena se face cu un filtru serie LC, acordat pe frecvența de lucru.

Modulația este în amplitudine și se aplică în circuitele colectoarelor tranzistoarelor T_2 și T_3.

Receptorul conține etajele: amplificator de radiofrecvență (T_4), mixer (T_5) și amplificator de frecvență intermediară (T_6-T_7). Receptorul este de concepție clasică, cu excepția mixerului.

Nici amplificatorul de joasă frecvență nu are nimic deosebit, de aceea nu va fi descris. Este realizat cu două transformatoare (prefinal și final) de la receptoarele tranzistorizate de buzunar.

Pentru a putea realiza o legătură bilaterală sunt necesare, bineînțeles, două radiotelefoane. De aceea este nevoie și de două cuarțuri care să îndeplinească următoarea condiție: una dintre armonice să fie cuprinsă în domeniul de frecvențe 144-146 MHz; frecvența armonicei unuia dintre cuarțuri să fie diferită de frecvența armonicei celuilalt cuarț cu 300-1500 kHz. Această diferență între frecvențele celor două armonice va fi și frecvența intermediară a aparatelor.

Radiotelefonul prezentat a fost realizat în două exemplare, cu următoarele cuarțuri: unul cu frecvența de 13,26 MHz (care are armonica 11 pe frecvența de 145,86 MHz) și celălalt cu frecvența de 11,170 MHz (care are armonica 13 pe frecvența de 145,21 MHz). Diferența între cele două frecvențe (armonice) este de 650 kHz.

Pe această frecvență sunt acordate și filtrele de frecvență intermediară L_9, L_{10} și L_{11}. Unul din aparate are emisia pe frecvența de 145,86 MHz; aceeași frecvență este folosită la recepție ca oscilator local, care se mixează la nivelul lui T_4 cu semnalul recepționat de la celălalt aparat, ce lucrează pe frecvența de 145,21 MHz. Cel de-al doilea aparat funcționează în mod similar, dar are frecvențele inversate între ele: emite pe frecvența de 145,21 MHz și recepționează semnalul cu frecvența de 145,86 MHz.

Comutatorul emisie/recepție provine de la receptoarele de buzunar (S-631-T), cu șase contacte cu două poziții (se folosesc numai cinci contacte). Se comută antena, alimentarea Tx, alimentarea Rx, intrarea și ieșirea amplificatorului audio. Amplificatorul audio este folosit la emisie ca modulator, iar la recepție pentru ascultare.

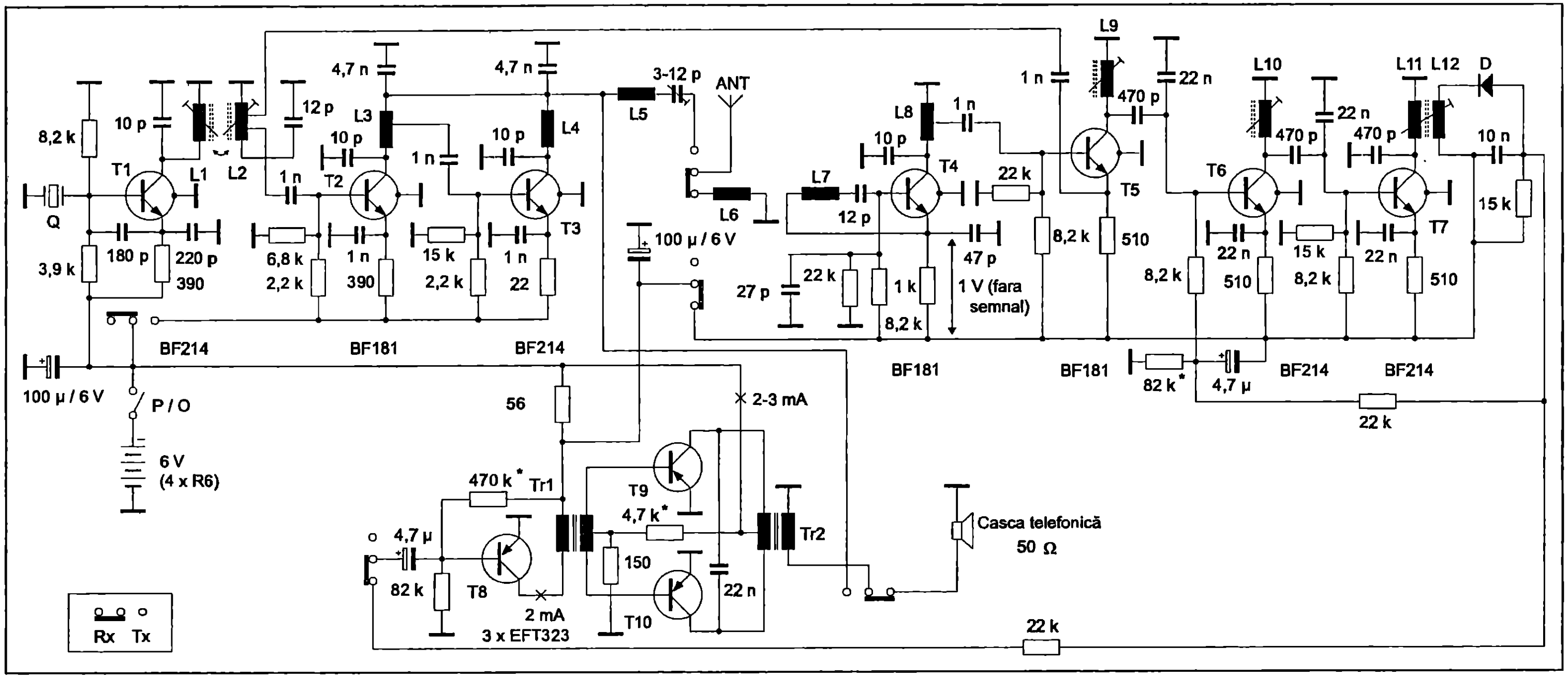

8,2 k
10 p
T1
L1
L2
12 p
4,7 n
L3
10 p
1 n
T2
4,7 n
10 p
L4
3-12 p
L5
ANT
L6
Q
3,9 k
180 p
220 p
390
6,8 k
2,2 k
1 n
390
15 k
2,2 k
1 n
22
T3
100 µ / 6 V
BF214
BF181
BF214
100 µ / 6 V
P / O
6 V
(4 x R6)
56
2-3 mA
470 k *
Tr1
T9
4,7 k*
Tr2
4,7 µ
82 k
T8
2 mA
3 x EFT323
150
T10
22 n
Casca telefonică
50 Ω
22 k
Rx Tx
L8
1 n
10 p
T4
L7
12 p
22 k
27 p
22 k
1 k
8,2 k
47 p
1 V (fara
semnal)
1 n
L9
470 p
22 n
T5
8,2 k
510
BF181
BF181
L10
470 p
22 n
T6
8,2 k
510
15 k
8,2 k
L11 L12
D
470 p
10 n
T7
22 n
15 k
510
82 k *
4,7 µ
BF214
BF214
22 k

Fig. 6.1

Antena este telescopică, de 51 cm lungime ($\lambda/4$ în banda de 145 MHz). Au fost folosite câte cinci tronsoane de la antenele telescopice folosite în receptoarele portabile „Mamaia“ cu banda UUS.

Puterea absorbită la emisie este de ordinul a 50 mW (consumul etajului final este de circa 10-12 mA).

Cutia are dimensiunile 160 x 75 x 25 mm și este realizată din cablaj imprimat (cu partea metalizată în interior). Îmbinările capacelor s-au făcut prin cositorire, cu excepția celui pe care se află amplasată casca telefonică și care se prinde cu două șuruburi cu cap îngropat.

Aparatul este alimentat de la patru baterii de tip R6, care dau o tensiune de 6 V; funcționarea este asigurată chiar și atunci când tensiunea scade la 4,5 V – bineînțeles, cu micșorarea corespunzătoare a puterii de emisie.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	Carcasă	$\phi_{interior}$	Priză	Observații
L_1	3,75	CuAg ϕ 1 mm	din bloc UUS	–	–	–
L_2	4,25	CuAg ϕ 1 mm	din bloc UUS	–	la spirele 0,5 și 1	–
L_3	7	CuAg ϕ 0,5 mm	aer	5	la spira 1,5	–
L_4	7	CuAg ϕ 0,5 mm	aer	5	la spira 2	–
L_5	8	CuAg ϕ 0,5 mm	aer	5	–	–
L_6	1	CuEm ϕ 0,5 mm	aer	5	–	lângă L_7
L_7	7	CuAg ϕ 0,5 mm	aer	5	–	–
L_8	7	CuAg ϕ 0,5 mm	aer	5	la spira 1,5	perpendi-cular pe L_7
L_9, L_{10}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	FI 470 kHz	–	–	–
L_{11}	70	CuEm ϕ 0,1 mm	FI 470 kHz	–	–	–
L_{12}	50	CuEm ϕ 0,1 mm	FI 470 kHz	–	–	peste L_{11}

Radiotelefon VHF de 100 mW

Aparatul din fig. 6.2 lucrează în 2 m și se realizează pe un cablaj imprimat cu dimensiunile de 75 x 135 mm. Desenul cablajului imprimat este prezentat la scara 1:1 (vedere dinspre fața cu trasee) în figura 6.3.

Întreg aparatul se instalează într-o carcasă cu dimensiunile de 185 x 80 x 35 mm.

Pe unul dintre capace se prinde difuzorul (0,1 W / 8 Ω), peste care se asamblează placa de circuit imprimat, precum și butonul pornit/oprit. Pe un perete lateral se decupează o fantă pentru butonul de acționare a comutatorului EMISIE/RECEPȚIE (Tx-Rx).

Aparatul folosește o antenă telescopică având lungimea de 500 mm ($\lambda/4$). Aceasta se prinde într-un colier cu lungimea de 25 mm, prin care glisează, colier care se fixează

de placa de circuit imprimat. În poziția de lucru, 30 mm din lungimea antenei trebuie să fie în interiorul aparatului, iar 470 mm în exterior.

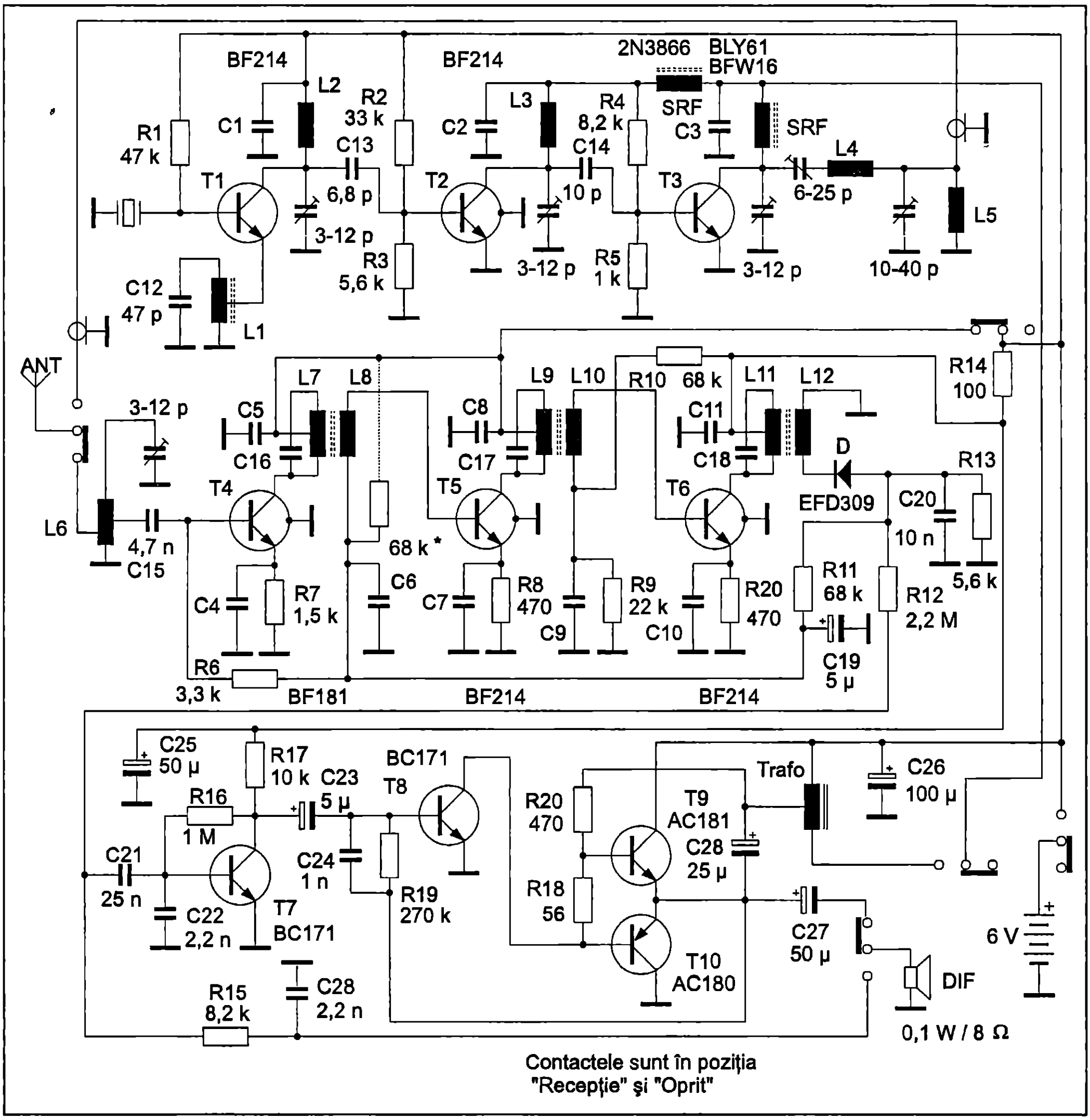


Fig. 6.2

În carcasă se montează și cele două baterii de câte 3 V, de tip 2R10. Ca transformator de modulație a fost folosit un transformator de ieșire de tipul celor folosite la receptoarele portabile miniatură (se cuplează numai primarul). Pentru a realiza o intercomunicație sunt necesare două radiotelefoane identice din punct de vedere constructiv, dar cu frecvențe de lucru diferite. Diferența dintre cele două frecvențe de emisie dictează valoarea frecvenței intermediare din receptor. Astfel, în funcție de frecvențele de lucru ale celor două cristale folosite se alege frecvența utilizată în AFI (amplificatorul de frecvență intermediară). Din acest motiv, pe schemă nu au fost trecute valorile

capacităților de acord pe FI, adică C_{16}, C_{17} și C_{18}. Este bine ca frecvența intermediară să fie cuprinsă între 400 kHz și 1500 kHz. În montajul prezentat au fost folosite două cristale, cu frecvențele de bază de 16,016 MHz și 16,100 MHz, care prin multiplicare au condus la frecvențele de 144,144 și 144,900 MHz. În acest mod s-a obținut o frecvență intermediară de 756 kHz. Bineînțeles că se pot folosi și cristale cu alte frecvențe de rezonanță.

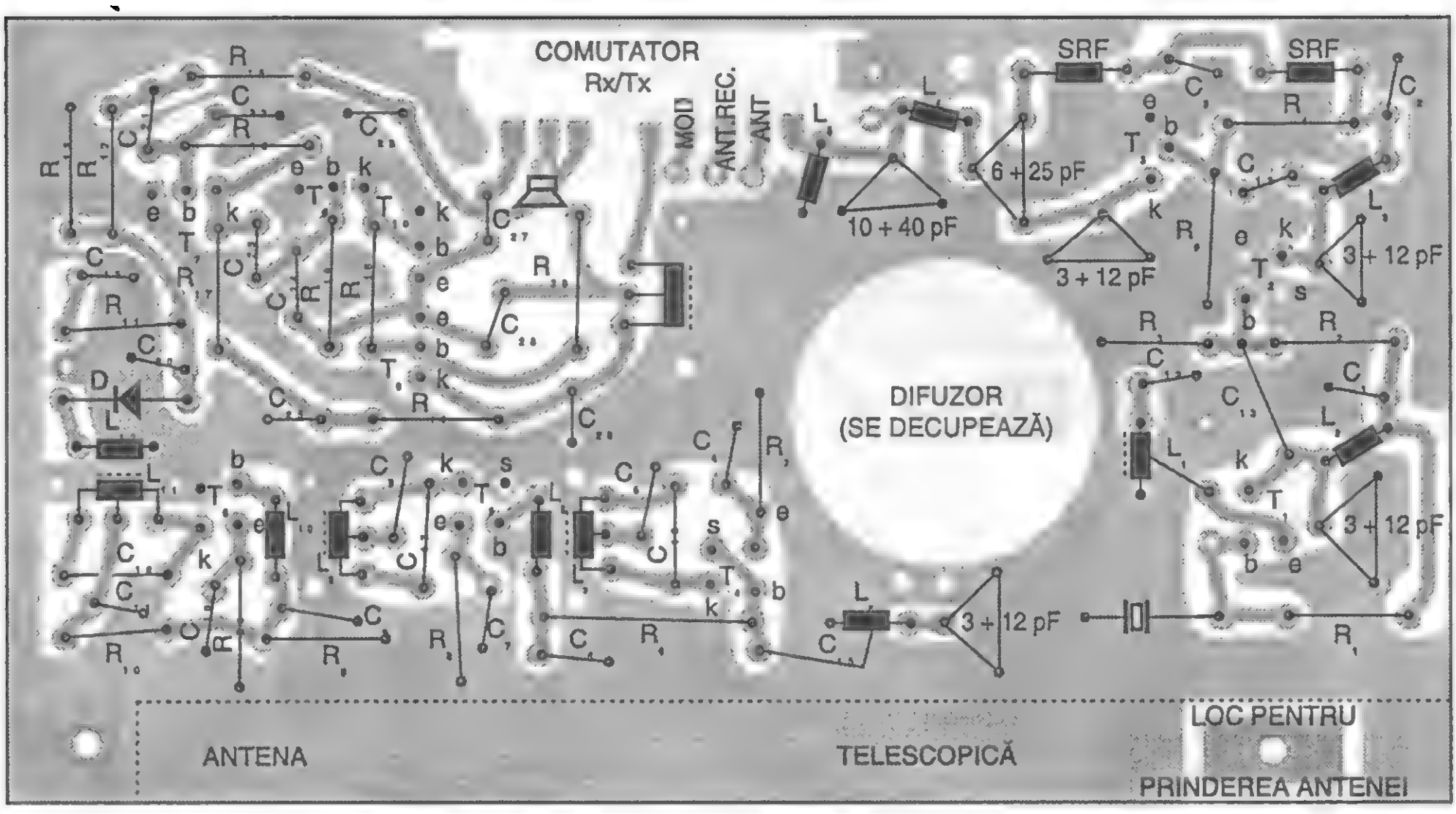


Fig. 6.3

Oscilatorul este realizat cu tranzistorul T_1 și este pilotat cu cristal. Dispune de un circuit LC conectat în emitor, acordat pe armonica a treia a cristalului (48 MHz), și de un al doilea circuit LC, conectat în colector, acordat pe frecvența de 144 MHz (armonica a noua). Se pot folosi și cristale cu frecvența de rezonanță de 14,4 MHz sau 24 MHz; în acest caz, circuitul de emitor se va acorda pe armonica a cincea, respectiv a treia (72 MHz), circuitul de colector rămânând neschimbat. De asemenea, se poate folosi într-un radiotelefon un cristal cu frecvența de 14,4 MHz, iar în celălalt, unul cu frecvența de 16 MHz. Esențialul este ca armonica a zecea (sau a noua) să cadă în banda de radioamatori cuprinsă în limitele 144-146 MHz.

Oscilatorul pilotat cu cristal funcționează continuu. La recepție, el îndeplinește rolul de oscilator local, iar la emisie, de oscilator pilot.

Tranzistoarele T_2 și T_3 sunt amplificatoare în regim de emisie și au circuitele de colector acordate pe frecvența de 144 MHz. Ambelor tranzistoare li se aplică modulația în amplitudine în circuitele colectoarelor.

Receptorul are la intrare un circuit acordat pe frecvența de 144 MHz (L_6 și condensatorul trimer de 3-12 pF) la care se conectează antena. Acest circuit captează din interiorul aparatului și semnalul oscilatorului local. Ambele semnale se aplică pe baza mixerului (T_4). În circuitul de colector se selectează frecvența intermediară (în cazul prezentat, pentru valoarea de 756 kHz, condensatoarele C_{16}-C_{18} au capacitatea de 510 pF). Tranzistoarele T_5 și T_6 sunt amplificatoare ale frecvenței intermediare. Pe bazele

tranzistoarelor T_4 și T_5 se aplică semnalul de RAA cules din circuitul de detecție. Rezistorul de 68 kΩ, reprezentat pe schemă punctat și cu steluță, se alege experimental, în funcție de sensibilitatea dorită la recepție. Acest rezistor se conectează suplimentar, deasupra cablajului imprimat, între punctele menționate pe schema electrică. Amplificatorul de joasă frecvență este realizat după o schemă clasică și nu necesită explicații suplimentare; în regim de emisie are rolul de modulator (difuzorul îndeplinind funcția de microfon), iar la recepție amplifică semnalul de joasă frecvență detectat.

Comutarea emisie/recepție se realizează cu un comutator de game de la receptorul portabil S-631-T. Din cele șase contacte sunt folosite patru.

Rezistoarele utilizate sunt de gabarit redus, de 0,25 W sau 0,125 W. Condensatoarele de decuplare C_1-C_{11} sunt de 25 nF, ceramice, tip plachetă.

În afara conexiunilor trasate pe circuitul imprimat există unele conexiuni suplimentare: conectarea antenei, alimentările la transformatorul FI, difuzorul etc., care trebuie executate conform schemei electrice, cu ajutorul unor conductoare separate.

Puterea utilă a emițătorului este de 100 mW.

Datele bobinelor

Bobina	Nr. spire	Conductor	Priză la spira	Carcasă	$\phi_{bobină}$	Observații
L_1	8	ϕ 0,6 mm CuEm	4	De la bloc UUS	5	Spiră lângă spiră
L_2	3,25	ϕ 0,6 mm CuEm	–	–	5	Spiră lângă spiră
L_3	3,25	ϕ 0,6 mm CuEm	–	–	5	Spiră lângă spiră
L_4	3,75	ϕ 0,6 mm CuEm	–	–	5	Spiră lângă spiră
L_5	1,75	ϕ 0,6 mm CuEm	–	–	5	Spiră lângă spiră
L_6	4	ϕ 1 mm CuAg	0,5 și 1	–	6	Pasul 1 mm
L_7, L_9, L_{11}	62	ϕ 0,1 mm CuEm	31	Trafo FI	–	–
L_8, L_{10}	10	ϕ 0,1 mm CuEm	–	Trafo FI	–	–
L_{12}	40	ϕ 0,1 mm CuEm	–	Trafo FI	–	–
SRF	15	ϕ 0,3 mm CuEm	–	Se bobinează pe un bastonaș din ferită cu lungimea de 10 mm și ϕ = 3 mm		

Radiotelefon UHF

Cu puțină inventivitate în realizarea părții mecanice puteți realiza acest emițător-receptor pe frecvența de 435 MHz (fig. 6.4) la mărimea unui pachet de țigări. Cutia

nu trebuie executată obligatoriu din metal. În magazinele cu produse din material plastic, mai întotdeauna veți putea găsi două cutii care să satisfacă cerințele dvs.

Partea principală a aparatului e constituită de etajul de radiofrecvență (T_1), care la recepție funcționează în regim de superreacție, iar la emisie – ca oscilator modulat în amplitudine și frecvență.

Întregul aparat se execută în montaj clasic, folosind ca suport (șasiu) o bucată de pertinax placat cu cupru, cu dimensiunile de 50 x 100 mm, partea metalizată fiind folosită ca punct comun de masă. Piciorușul ecran al lui T_1 va fi lipit scurt la masă. De la conexiunea bazei se va lipi la masă (cu terminale cât mai scurte) capacitatea C_1, de 1000 pF. (Toate capacitățile de decuplare de 1 nF sunt ceramice, de tip plachetă.) De la conexiunea colectorului se lipește direct la masă condensatorul trimer C_{11}. La capătul „cald" al lui C_{11} se conectează inductanța L_1, executată din conductor de cupru, de preferință argintat, cu lungimea de 45 mm și diametrul de 1,2-1,5 mm. L_1 se montează paralel cu șasiul, la o distanță de 6-8 mm. La capătul rece al lui L_1 se montează (de asemenea prin conexiuni scurte) condensatorul C_2.

Transformatorul Tr folosit provine de la receptorul „Mamaia" (cel din circuitul bazelor tranzistoarelor finale).

Condensatorul C_3, de 1 pF, este executat din două bucăți de sârmă subțire, izolată cu vinilin, de lungime 10-12 mm, răsucite între ele. Cu ajutorul potențiometrului semireglabil R_1, de 10 kΩ, se alege regimul de superreacție (prin audiția în difuzor a fâșâitului specific). Curentul de colector al lui T_1 trebuie să fie în jurul a 0,8 mA. Cu ajutorul potențiometrului R_2 se reglează regimul lui T_1 astfel încât acesta să oscileze continuu pentru emisie (curentul de colector va fi de 3-5 mA).

Amplificatorul de joasă frecvență funcționează pe recepție ca amplificator de ascultare, iar pe emisie – ca modulator. Singurul reglaj necesar îl constituie alegerea valorii rezistenței R_9 astfel încât potențialul de pe emitoarele tranzistoarelor T_4 și T_5, față de masă, să fie egal cu jumătatea tensiunii de alimentare.

Se pot folosi și alte tipuri de tranzistoare cu germaniu de joasă frecvență, cu mențiunea că două trebuie să fie de structură pnp, iar celelalte două – npn.

Ca difuzor s-a folosit o capsulă telefonică produsă de Uzinele Electromagnetica.

Ca antenă se va folosi un „baston" cu lungimea de 17 cm ($\lambda/4$), care se poate executa din sârmă de cupru ceva mai groasă (cu diametrul de 2-3 mm). Antena se va conecta la o distanță de 15 mm față de capătul „rece" al inductanței L_1.

În lipsa unui generator de semnale, acordul se face folosind armonica a treia a unui emițător de UUS din banda de 145 MHz.

Reglajul se execută astfel:

Se poziționează condensatorul trimer aproximativ la jumătatea cursei. Se reglează R_1 astfel încât să se audă fâșâitul specific al regimului de superreacție. Se pornește emițătorul de 145 MHz, de preferință modulat cu un semnal de joasă frecvență de 500-1000 Hz.

În imediata apropiere a emițătorului se reglează valoarea lui C_{11} până va dispărea fâșâitul și se va auzi în difuzor semnalul de modulație. La fel se procedează și cu celălalt aparat (am presupus că veți executa două asemenea aparate, pentru a avea un corespondent). În acest fel se acordează în bandă cele două receptoare.

Mai departe, se trece unul din aparate în regim de emisie (cu ajutorul comutatorului cu trei secțiuni și două poziții, cum este comutatorul de unde al receptorului S-631-T). Folosind celălalt aparat ca receptor de control, se reglează potențiometrul R_2 astfel

încât audiția să fie cât mai puternică și nedistorsionată. În spațiu deschis se pot efectua legături bilaterale până la 500 m. S-a folosit banda de 435 MHz deoarece la această frecvență nu este nevoie de o antenă mare.

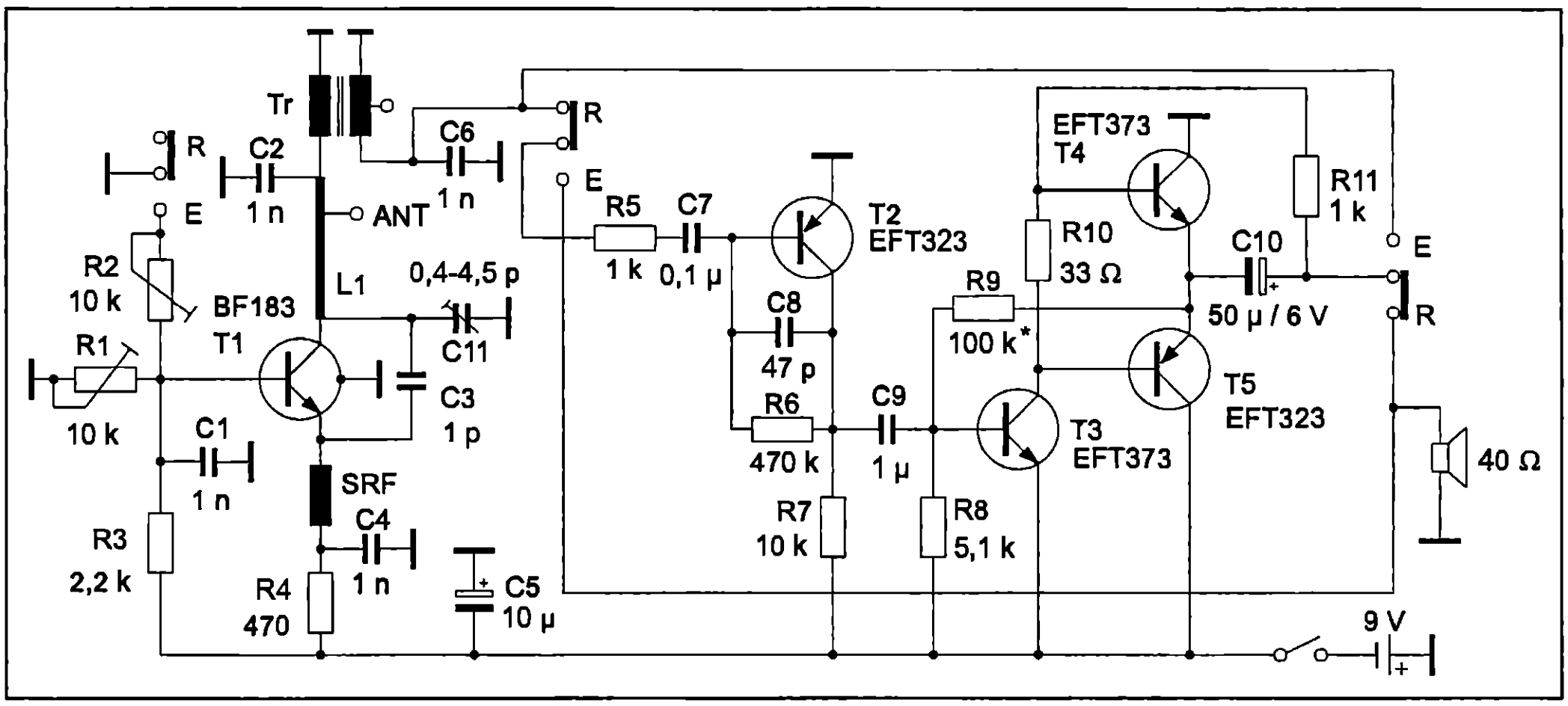


Fig. 6.4

Retranslator 145/29 MHz

Retranslatorul a fost realizat în ideea asigurării unor legături radio bilaterale între radioamatorii pasionați de unde ultrascurte din diferite zone ale țării, aflați la distanțe relativ mari unii de alții. Aparatul a fost elaborat după o schemă asemănătoare cu cea a retranslatorului montat pe satelitul pentru radioamatori Oscar 6 (fig. 6.5).

Principalii parametri electrici ai retranslatorului sunt:

- Banda de frecvențe la intrare (recepție): 145,8 MHz ± 50 kHz
- Banda de frecvențe la ieșire (emisie): 29,4 MHz ± 50 kHz
- Sensibilitatea la intrare (pentru putere nominală la ieșire): 2 μV
- Puterea absorbită de etajul final al emițătorului (pentru un semnal de 2 μV la intrare): 2 W
- Intermodulația (între două stații care folosesc simultan retranslatorul): 16-18 dB
- Banda de trecere: 100 kHz (±2 dB)
  200 kHz (±20 dB)
- Eficacitatea sistemului de RAA: pentru o variație a semnalului la intrare în limitele 2-500 μV, puterea la ieșire variază în limitele 2-2,3 W
- Antenele folosite: dipoli de lungime $\lambda/2$, cu polarizare orizontală
- Tensiunea de alimentare: 24 V_{cc}

Schema electrică de principiu este prezentată în figura 6.5. La intrare, retranslatorul este prevăzut cu un amplificator realizat cu două tranzistoare BF181 montate în cascadă, în scopul asigurării unui grad mare de amplificare fără a fi nevoie de neutrodinare, și este acordat pe frecvența de 145,8 MHz. Acest amplificator este comandat cu un semnal de reglaj automat al amplificării (RAA) care se aplică pe baza primului tranzistor.

Primul oscilator local este pilotat cu cristal. Frecvența fundamentală a cristalului este de 13,71 MHz. Oscilatorul este realizat cu un tranzistor BF167 (T_5) și funcționează

în regim overtone, cu circuitul acordat pe armonica a cincea a cristalului (68,55 MHz). Urmează un dublor de frecvență realizat cu o diodă varicap de tip BB109, de la care se obține un semnal cu frecvența de 137,1 MHz, ce se injectează pe baza primului mixer (T_3). Tot în circuitul bazei primului mixer se aplică și semnalul recepționat și amplificat de tranzistoarele $T_1 + T_2$.

În circuitul de colector al primului mixer este conectat un filtru de bandă format din trei circuite acordate, cuplate între ele ușor supracritic, pentru a asigura o bandă de trecere de 100 kHz, acordate pe frecvența de 8,7 MHz ± 50 kHz. Acest filtru de bandă dictează banda de trecere a întregului retranslator.

Semnalul cu frecvența de 8,7 MHz este aplicat celui de-al doilea mixer (T_4), unde se mai aplică și semnalul celui de-al doilea oscilator local, cu frecvența de 20,7 MHz. Cel de-al doilea oscilator local (T_6) este, de asemenea, pilotat cu cuarț.

În circuitul colectorului mixerului 2 (T_4) este conectat un filtru de bandă format din două circuite acordate pe frecvența centrală de 29,4 MHz. Urmează emițătorul pe 10 m, format din tranzistoarele T_7, T_8 și T_9. Etajul final al emițătorului (T_9) folosește un tranzistor de tip KT904, prevăzut cu un radiator din duraluminiu (130 x 170 mm) de aceeași mărime cu placa de circuit imprimat. Această placă-radiator îndeplinește și rolul de suport mecanic pentru întregul cablaj imprimat.

Retranslatorul este prevăzut cu un sistem de RAA amplificat (T_{12}), care are rolul de a menține între limitele admise puterea maximă a etajului final al emițătorului.

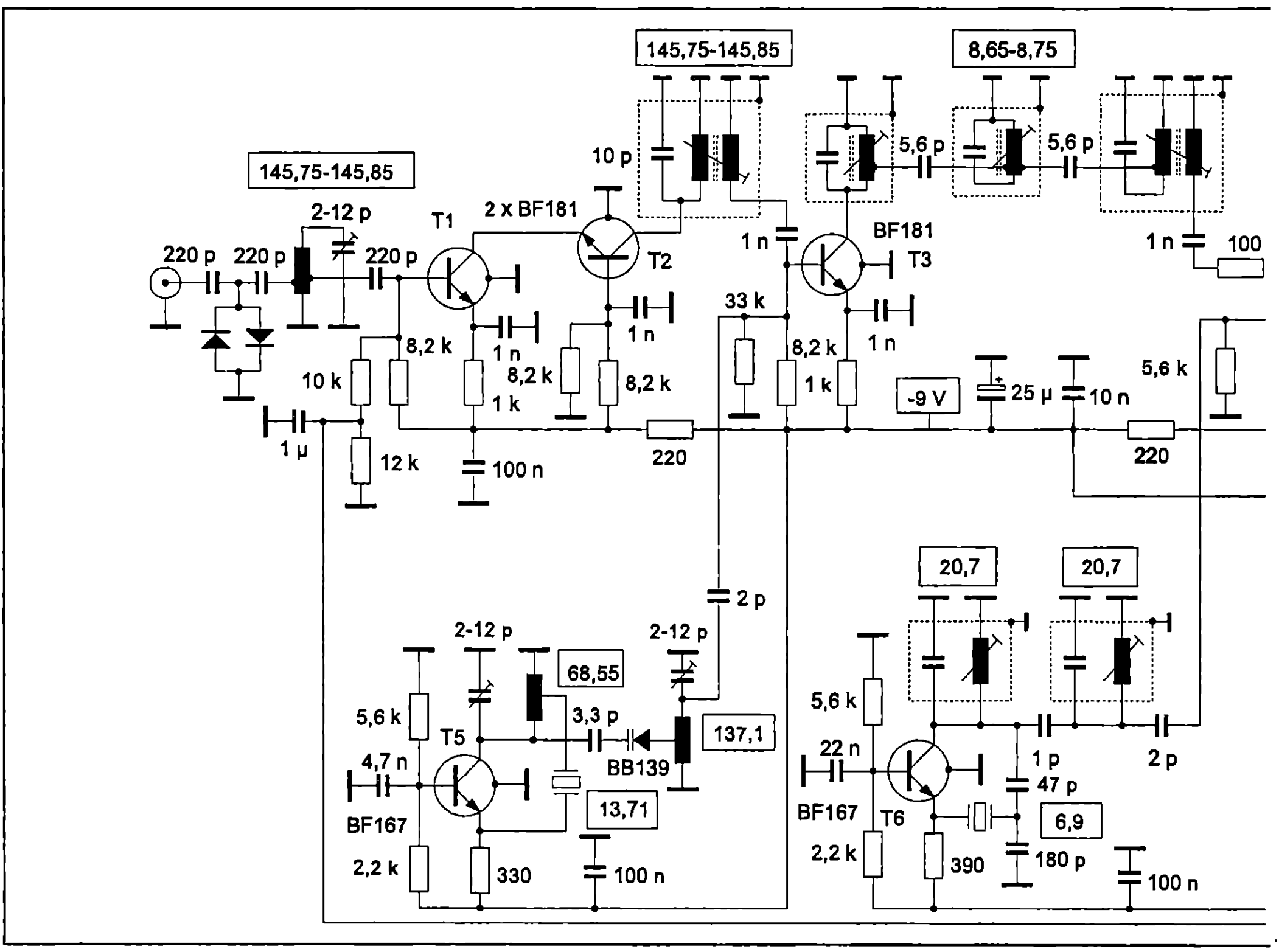


Fig. 6.5

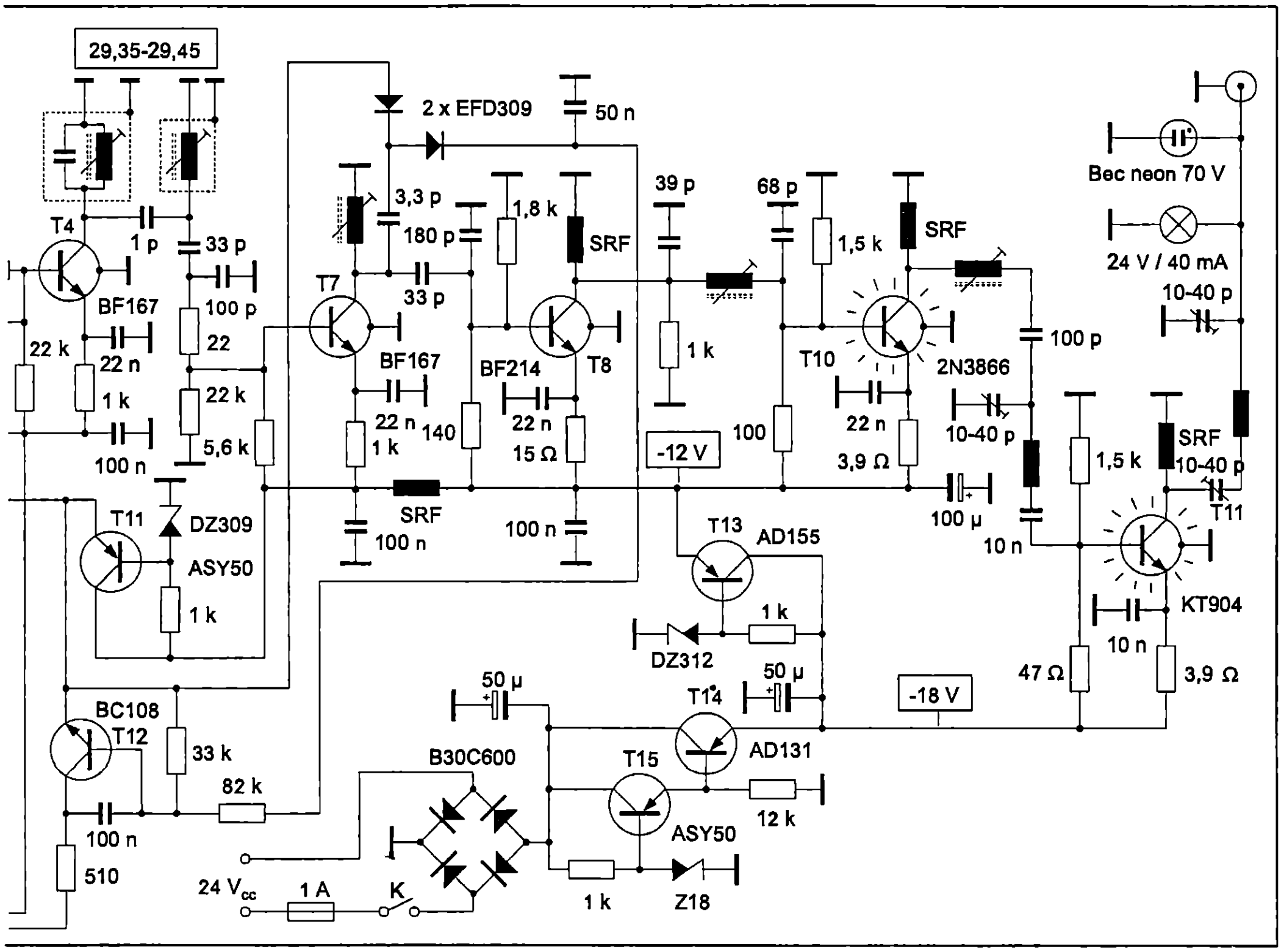
Aparatul este prevăzut cu circuite de stabilizare a tensiunii de alimentare, care asigură următoarele tensiuni stabilizate electronic: –18 V pentru etajul de putere al emițătorului; –12 V pentru restul emițătorului; –9 V pentru mixere, oscilatoare locale și amplificatorul de intrare.

Retranslatorul a fost încercat în București, situație în care au lucrat simultan (prin retranslator) 6 stații (3 legături bilaterale funcționând în mod duplex: emisie în banda de 2 m și recepție în cea de 10 m).

Triplor 144/432 MHz

Triplorul este destinat folosirii în cazul în care suntem în posesia unei stații de emisie, de preferință portabilă, care funcționează în banda de 2 m, și dorim să emitem în banda de 70 cm. În acest caz, triplorul va converti energia de la ieșirea emițătorului, cu frecvența de 144 MHz, în energie cu o frecvență de trei ori mai mare, în cazul nostru – de 432 MHz.

Funcționarea triplorului (figura 6.6) se bazează pe două fenomene care apar la diodele varicap: efectul de capacitate neliniară și efectul de acumulare de sarcină. Regimul de polarizare automată, datorită conectării rezistenței R_1, permite intrarea parțială a diodei în zona de conducție. Construcția triplorului este atât de simplă încât poate fi realizată chiar și de către radioamatorii începători.



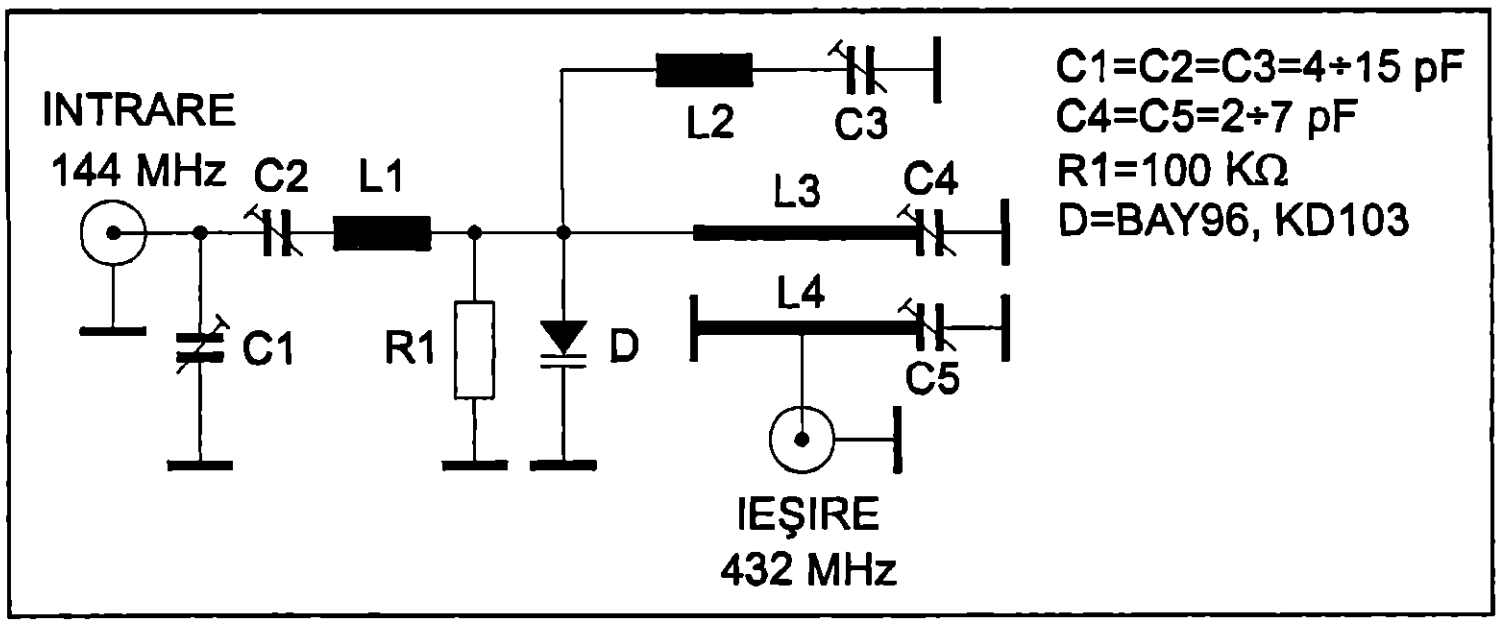


Fig. 6.6

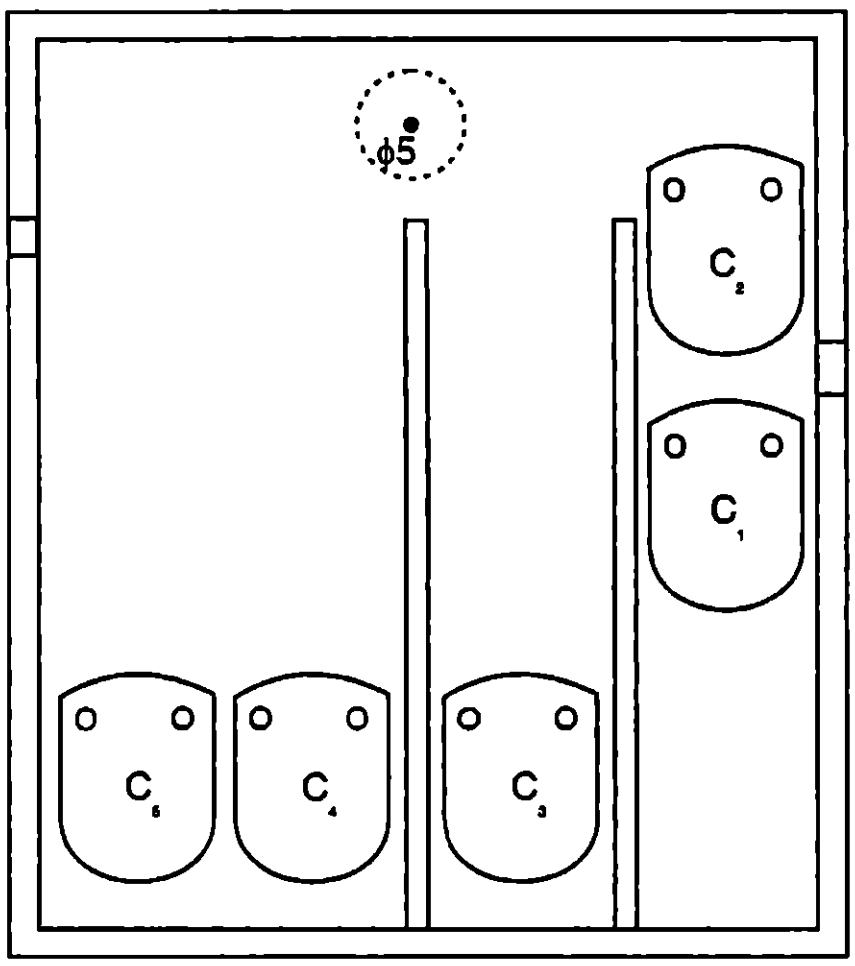


Fig. 6.7

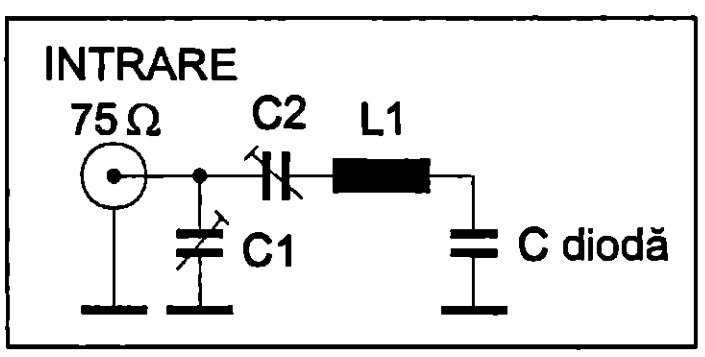


Fig. 6.8

Pereții cutiei sunt executați din sticlotextolit placat cu folie din cupru, cu grosimea de 2,5 mm (se pot executa și din placă de 1,5 mm). Cavitatea interioară este împărțită în trei compartimente separate prin pereți din sticlotextolit dublu placat, cu grosimea de 1,5 mm.

Amplasarea pieselor și a pereților interiori este arătată în figura 6.7; desenul fiind executat la scara 1:1, nu a mai fost necesar să se indice cotele. Dioda varicap D se prinde de cutie cu piulița M5 proprie. Peste spatele cutiei se mai aplică o placă din aluminiu (de dimensiunile cutiei), cu grosimea de 2 mm, care constituie radiatorul pentru varicap. Această placă se prinde de varicap împreună cu cutia.

Amplasarea inductanțelor L_1-L_4 este arătată în fotografie. L_1 conține 5,5 spire. L_2 are numai o spiră cu terminalele prelungite (de la dioda D până la punctul „cald" al condensatorului trimer C_3).

L_1 și L_2 sunt executate din conductor de cupru argintat ϕ1 mm, iar liniile L_3 și L_4 din același material, dar cu ϕ 1,5 mm. Priza de ieșire de pe L_4 se face la distanța de 22 mm față de capătul „rece" al lui L_4.

Principiul de funcționare

Energia de radiofrecvență (primită de la emițătorul de 144 MHz) se aplică diodei varicap D prin intermediul unui filtru în μ (vezi figura 6.8), care face adaptarea între impedanța scăzută a emițătorului de 144 MHz și impedanța ridicată a diodei varicap.

Circuitul serie L_2-C_3 constituie scurtcircuit pentru armonica a doua a semnalului (f = 288 MHz). Semnalul cu frecvența triplă este selectat de primul circuit serie, acordat pe frecvența de 432 MHz (L_3-C_4).

Semnalul de ieșire este cules de pe o priză intermediară a celui de-al doilea circuit (L_4-C_5), acordat pe frecvența de 432 MHz și cuplat inductiv cu primul.

Triplorul permite aplicarea la intrare a unui semnal cu frecvența de 144 MHz, cu puterea maximă de 50 W când este folosită dioda varicap BAY96 și de 30 W când se folosește dioda KD103. Randamentul este de cel puțin 60%.

Ca diode varicap se pot folosi cu succes joncțiunile bază-colector ale tranzistoarelor 2N3375, 2N3632, KT904, KT907, randamentul fiind de ordinul a 50%. În aceste cazuri se va ține seama de puterea maximă admisă de tranzistoarele respective.

Radiobaliză pe 3,5 MHz

Se folosește ca oscilator un circuit TTL tip CDB400, pilotat cu cuarț pe frecvența dorită (fig. 6.9).

L are 15 spire din CuAg ϕ 1 mm, pe o carcasă cu diametrul de 15 mm. Prizele sunt la spirele 4 și 5,5.

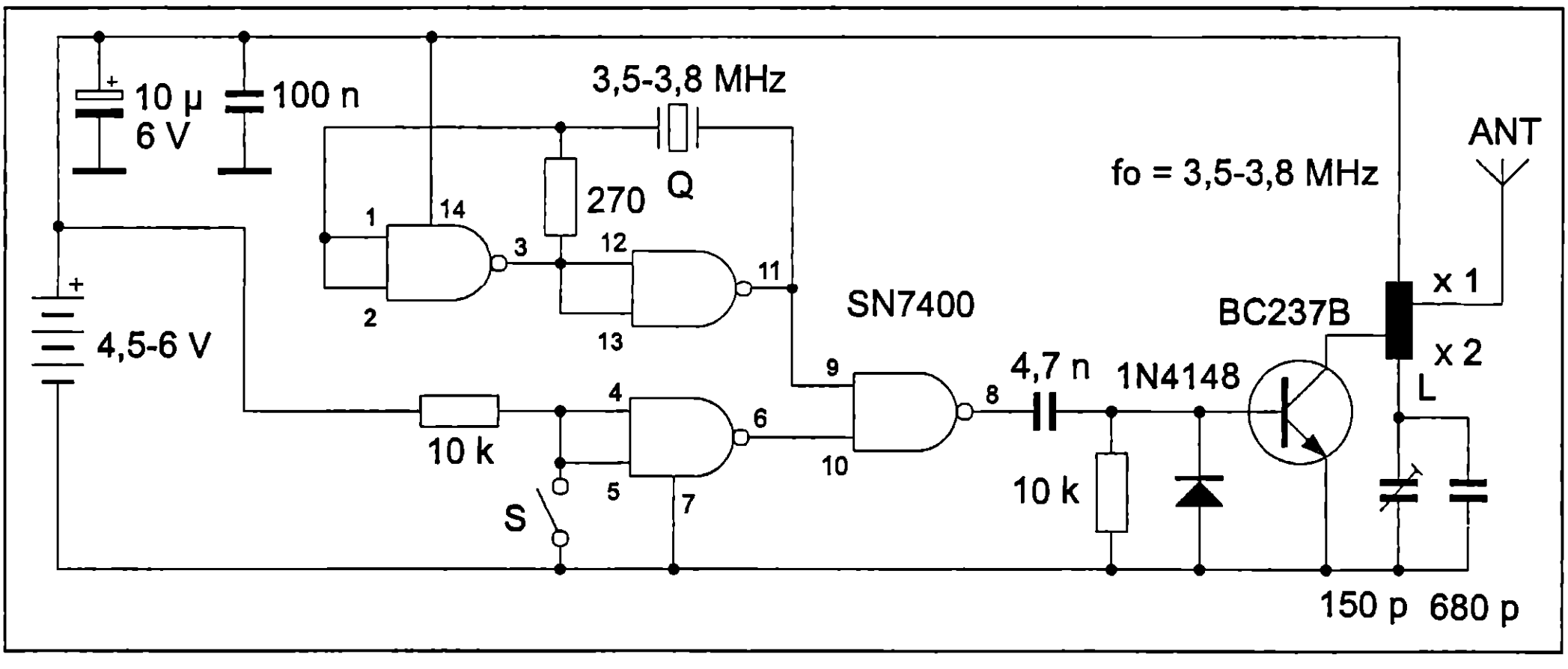


Fig. 6.9

Radiobaliză CB

Se folosește un cuarț cu frecvența situată într-unul din canalele benzii CB, care împreună cu tranzistorul T_3 formează etajul oscilator-emițător (fig. 6.10).

Etajul emițător este modulat cu pulsuri de tensiune generate de multivibratorul construit cu tranzistoarele T_1 și T_2.

Bobina L_1 este un șoc RF cu 24 de spire din sârmă de CuEm ϕ 0,1 mm, bobinate pe carcasa unei rezistențe de 12 kΩ. Bobina L_2 are diametrul de 6 mm și conține 8 spire din sârmă de CuEm ϕ 0,4 mm, bobinate pe suport fără miez. Antena, care are aproximativ 25 cm, se poate cupla direct pe colector.

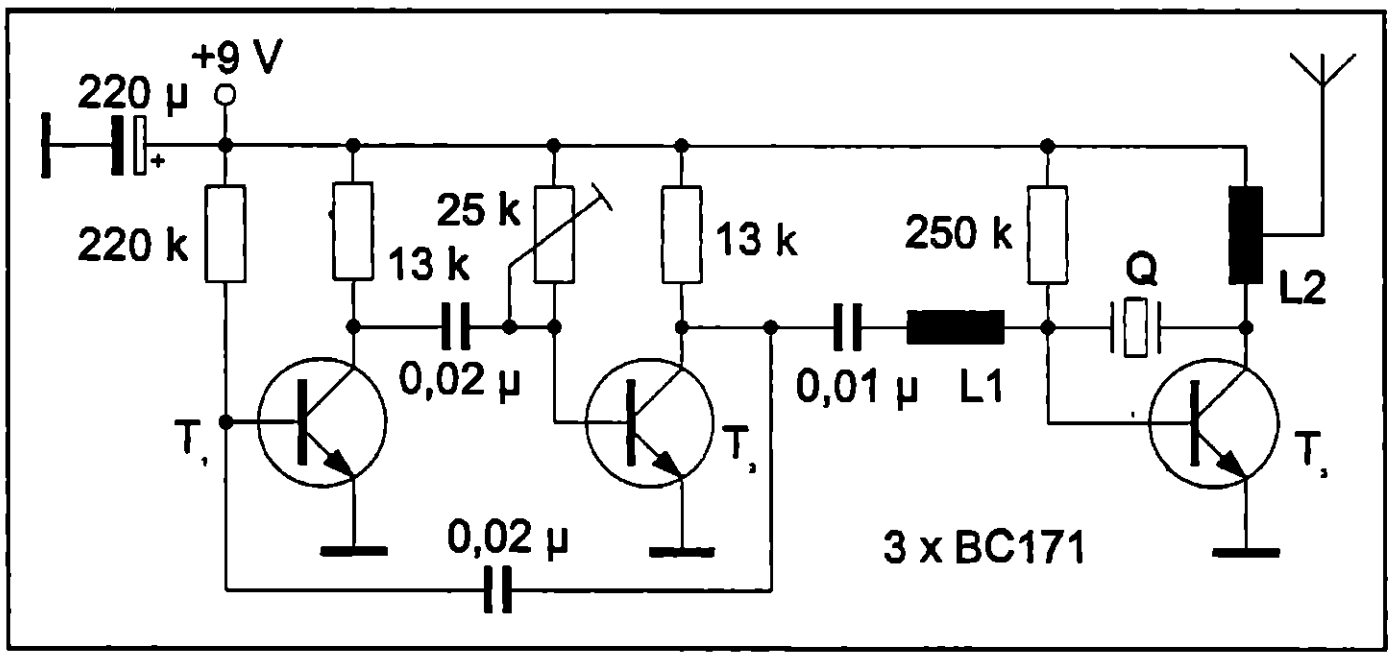


Fig. 6.10

Radiobaliză VHF

De un real ajutor pentru radioamatori, în procesul de acordare a radioreceptoarelor, sunt radiobalizele. Pentru banda de 2 m, datorită sensibilității mari a receptoarelor pentru scopuri locale, sunt suficiente radiobalizele cu o putere utilă de circa 10 mW.

O asemenea miniradiobaliză este prezentată în figura 6.11.

Tranzistorul T_1 funcționează în regim de oscilator sincronizat cu cristal (Q). Se poate folosi orice cristal ce are o armonică în banda de doi metri. Se recomandă a se folosi frecvența de 144,150 MHz. Cristalul ales este bine să aibă frecvența proprie de rezonanță cât mai ridicată.

Tranzistorul T_2 funcționează în clasă C și selectează armonica ce ne interesează. Pentru a separa cât mai bine semnalul cu frecvența dorită (de exemplu, armonica a opta, în cazul în care folosim un cristal cu frecvența de rezonanță de 18 MHz), în circuitul de colector al tranzistorului T_2 se află două circuite rezonante pe frecvența de 144 MHz – unul paralel și unul serie. Tranzistorul T_3 funcționează în clasă AB (curent de repaus de circa 2 mA) și amplifică semnalul cu frecvența de 144 MHz, cules de pe o priză a bobinei L_2. Etajul final (T_4) funcționează, de asemenea, în clasă AB și are un curent de repaus de 5 mA.

Semnalul de radiofrecvență este modulat în amplitudine cu un semnal de joasă frecvență de 1 kHz, generat de tranzistorul T_5. Tranzistorul T_6 funcționează în regim de repetor pe emitor. Valoarea rezistenței de 1,5 MΩ din circuitul bazei tranzistorului T_5 (marcată pe schemă cu asterisc) se alege prin încercări, astfel încât tensiunea în colectorul tranzistorului T_5, măsurată față de masă, să aibă valoarea de 6-7 V.

Modulația se aplică în circuitul bazei tranzistorului T_3.

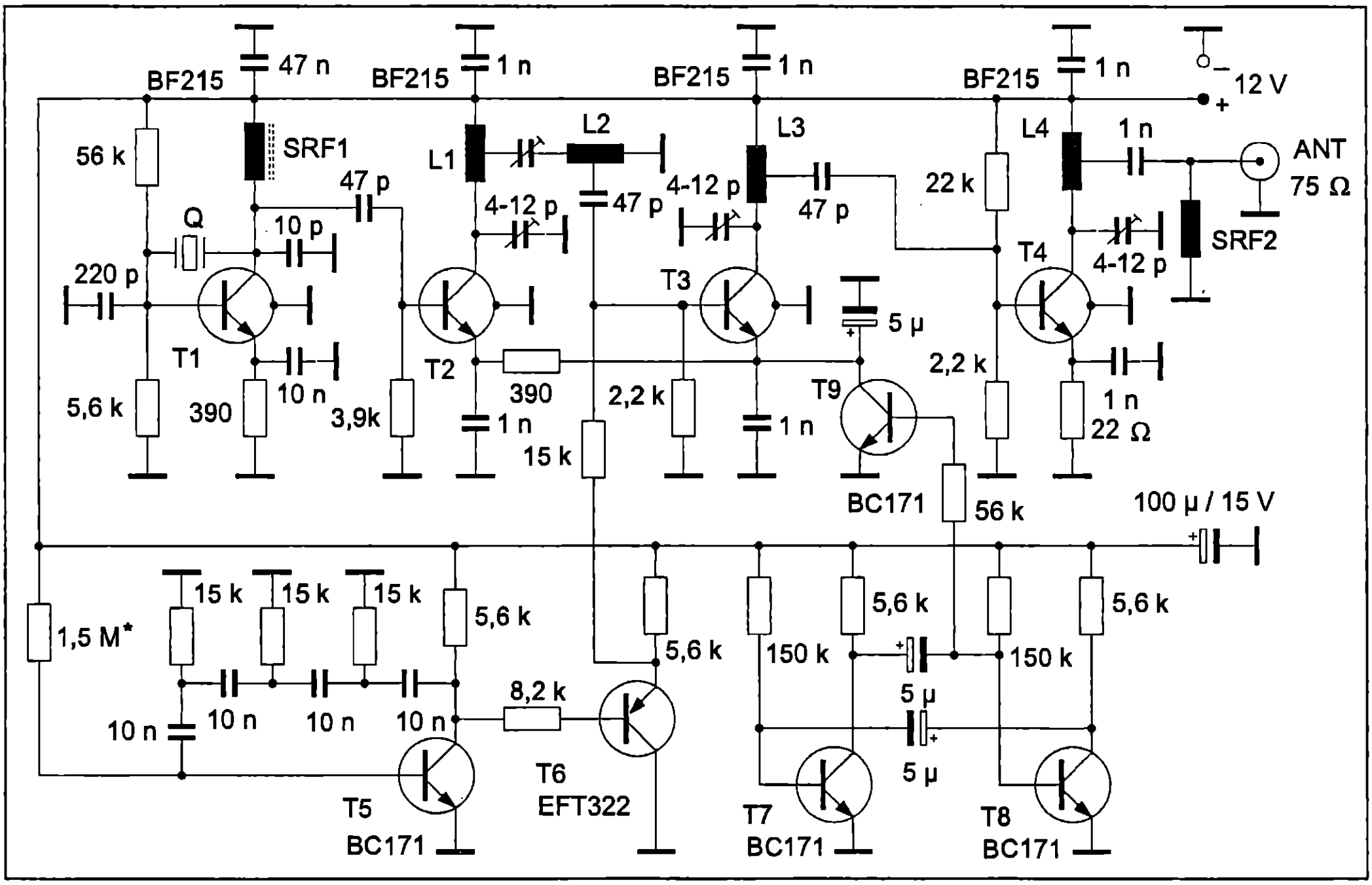


Fig. 6.11

Tranzistoarele T_7 și T_8 formează un generator de tact al cărui semnal sub formă de bare (litera „T" în alfabetul Morse) are perioada de 1 s. Acest semnal este aplicat pe baza tranzistorului T_9, care, funcționând în regim de comutație, blochează sau lasă în conducție tranzistoarele T_2 și T_3 (tranzistorul T_9 este conectat în serie cu emitoarele tranzistoarelor T_2 și T_3). În acest fel, la ieșire se obține un semnal de radiofrecvență sub formă de impulsuri modulate cu frecvența de 1000 Hz (semnale de tipul A2).

Șocul de radiofrecvență SRF1 conține 100 de spire din sârmă CuEm ϕ 0,1 mm, bobinate pe un bastonaș din ferită cu lungimea de 10 mm și diametrul de 2,7 mm. SRF2 conține 15 spire din sârmă CuEm ϕ 0,5 mm, cu diametrul înfășurării de 5 mm, bobinate spiră lângă spiră. Bobinele L_1-L_4 sunt identice; conțin câte 5 spire din sârmă CuAg ϕ 1 mm, cu diametrul bobinei de 6 mm, pasul de 1 mm, priza fiind la spira 0,5.

Puterea utilă la ieșirea radiobalizei este de 10 mW, suficientă pentru a fi recepționată pe o rază de cel puțin 10 km.

Capitolul VII ALIMENTAREA CU ENERGIE ELECTRICĂ

Pentru constructorii amatori, o mare importanță au sistemele de alimentare cu energie electrică a aparaturii pe care o dețin, indiferent dacă această aparatură este de construcție proprie sau provine de la o firmă de renume.

Sursele de alimentare trebuie să asigure atât tensiunea, cât și curentul solicitate de consumator și să nu pună în pericol integritatea acestuia prin eventualele defecțiuni.

Radioamatorii cheltuiesc din modestele lor bugete sume importante pentru a-și procura componentele sau aparatura electronică, astfel că orice defecțiune într-un alimentator poate avea rezultate financiare dezastruoase și poate umbri savoarea acestei îndeletniciri. De aceea, recomand ca la aparatura deținută să nu se folosească alimentatoare improvizate.

Dacă, de exemplu, în loc de 12 V, alimentatorul ar furniza 18 V, multiubitul nostru transceiver sau chiar amplificatorul de antenă s-ar transforma într-un fel de „cutie neagră".

În cele ce urmează vom prezenta o serie de alimentatoare pentru aparatura folosită de radioamatori, concepute pentru a folosi ca sursă primară rețeaua electrică de 220 V / 50 Hz.

Marea majoritate a alimentatoarelor prezentate sunt prevăzute cu protecție atât la supratensiune, cât și la supracurent, mai ales atunci când urmează să constituie sursa de energie pentru aparatură foarte scumpă.

Menționăm că nu vom insista asupra modului de calcul și realizare a transformatoarelor. Aceste piese, fiind dificil de confecționat de amatori, se cumpără sau se comandă la ateliere specializate. Vom indica numai tensiunea și curentul care trebuie asigurate în secundar de către transformator. Primarul, invariabil, se cuplează la 220 V.

Alimentatoare pentru stații CB

Marea majoritate a transceiverelor pentru lucrul în Citizens Band, de tipul Mobil, existente în țara noastră, indiferent dacă se numesc DRAGON sau ALINCO, au puterea maximă de ieșire în radiofrecvență de 4 W, dacă aparatul se alimentează cu o tensiune cuprinsă între 12 V și 13,8 V. Aceasta înseamnă că puterea absorbită de la sursă este de aproximativ 8 W, fiind necesar un curent maxim de 1 A.

Pornind de la necesitățile imediate și curente, amatorul poate construi un alimentator stabilizat pentru 12 V / 1 A. În acest scop se poate utiliza una din schemele din figurile 7.1-7.4.

Acestea folosesc un tranzistor serie și o diodă Zener care fixează tensiunea de ieșire sau se pot folosi circuite stabilizatoare specializate în configurația care asigură tensiune fixă la ieșire sau în montaj de reglare a tensiunii de ieșire (cum este cazul montajului cu LM 317T din figura 7.3).

O schemă puțin mai complexă de stabilizator de tensiune, dar care asigură și o bună protecție la supracurent, este cea din figura 7.4. Aici, un AO tip 741 lucrează în regim de amplificator de eroare, asigurând stabilitatea tensiunii de ieșire. Aceasta comandă polarizarea tranzistorului 2N3055 prin intermediul tranzistorului BD135. Protecția la supracurent este realizată cu tranzistorul BC107. Montajul asigură la ieșire un curent de 1,6 A.

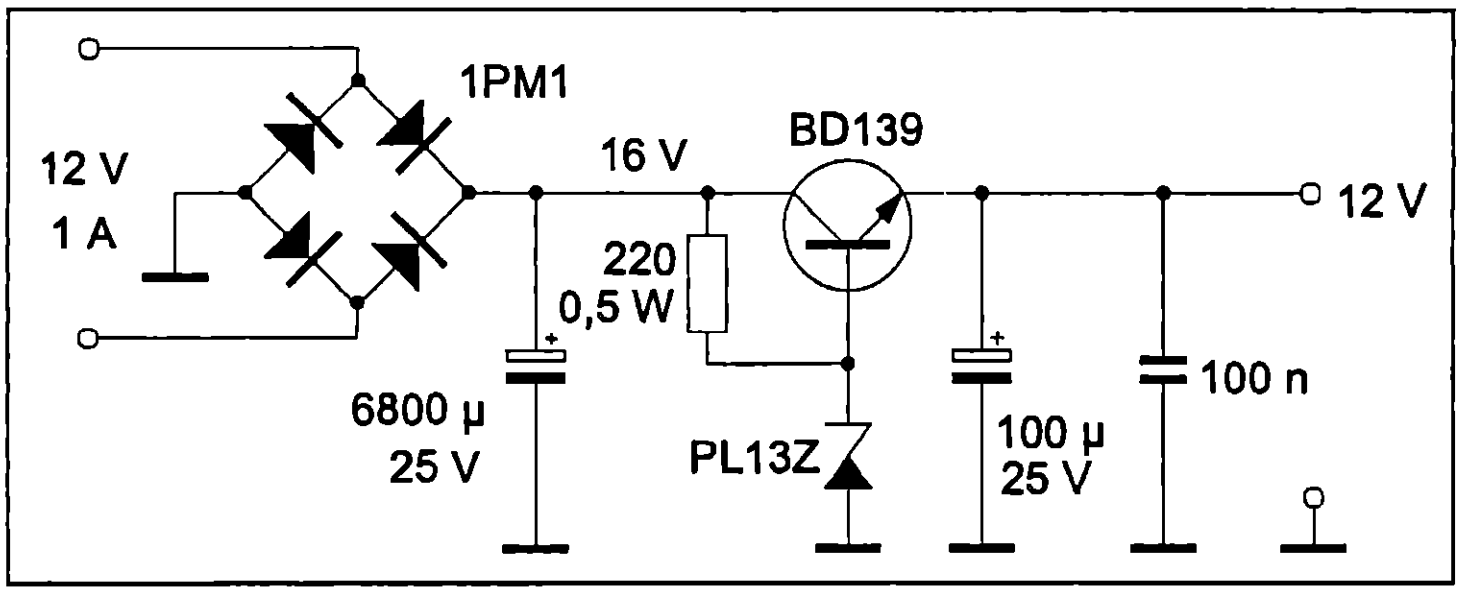


Fig. 7.1

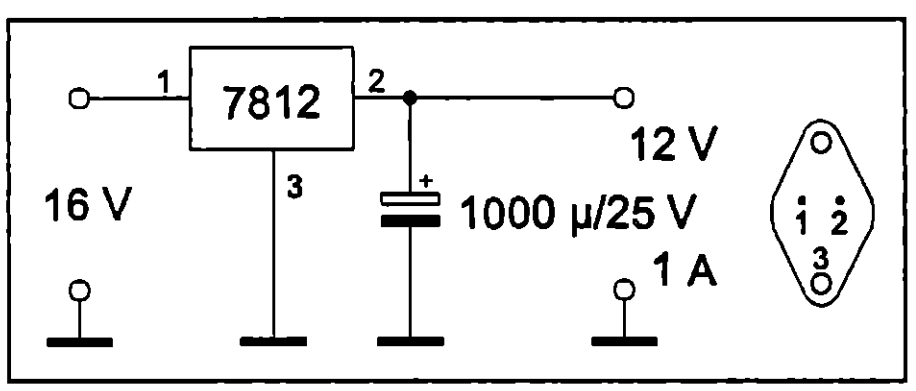


Fig. 7.2

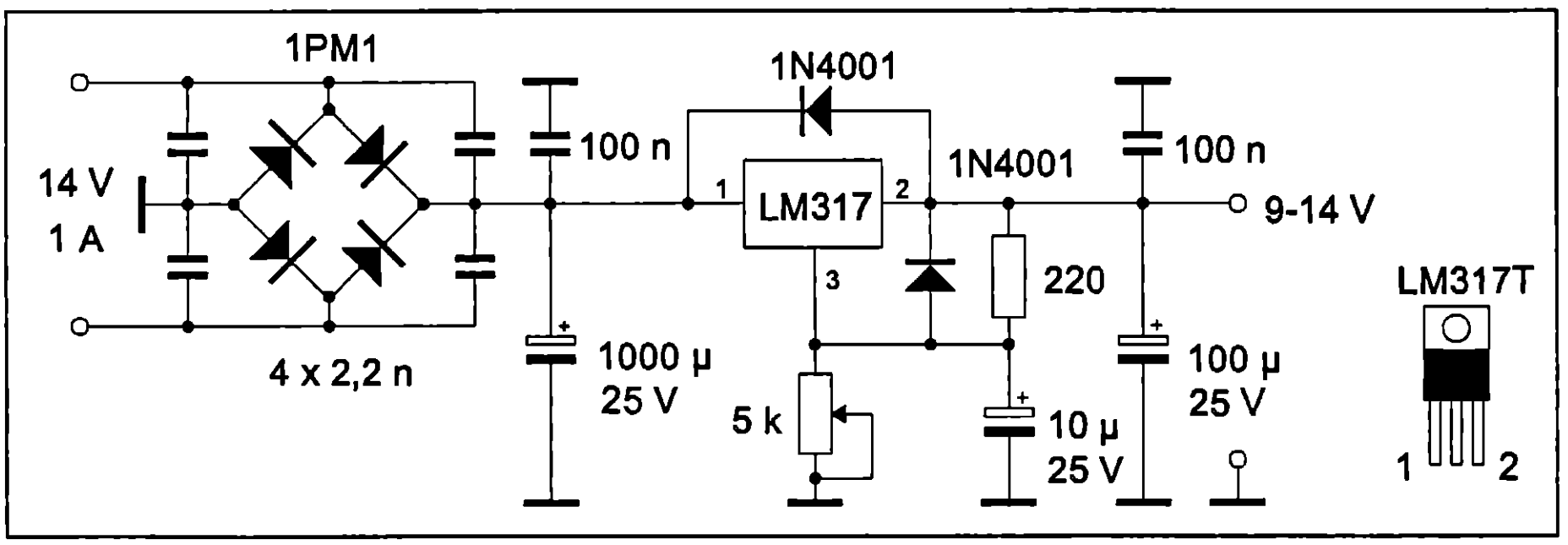


Fig. 7.3

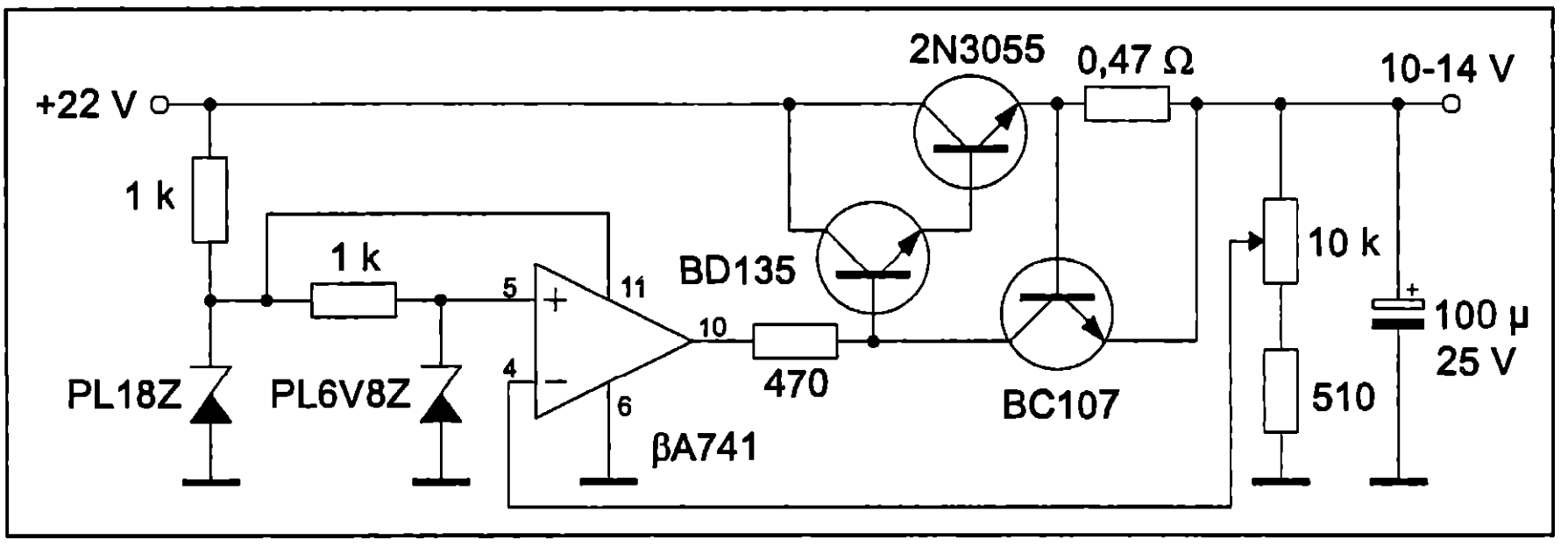


Fig. 7.4

Alimentator de 12 V / 3 A

Plecând de la un stabilizator 7815 la care se atașează două tranzistoare 2N3055, se poate construi o sursă ce debitează cu ușurință 3 A (figura 7.5).

Tensiunea la ieșire se reglează în limitele 12-15 V.

Se recomandă a fi utilizată pentru puteri de până la 20 W în radiofrecvență. Alăturat se prezintă desenul de cablaj.

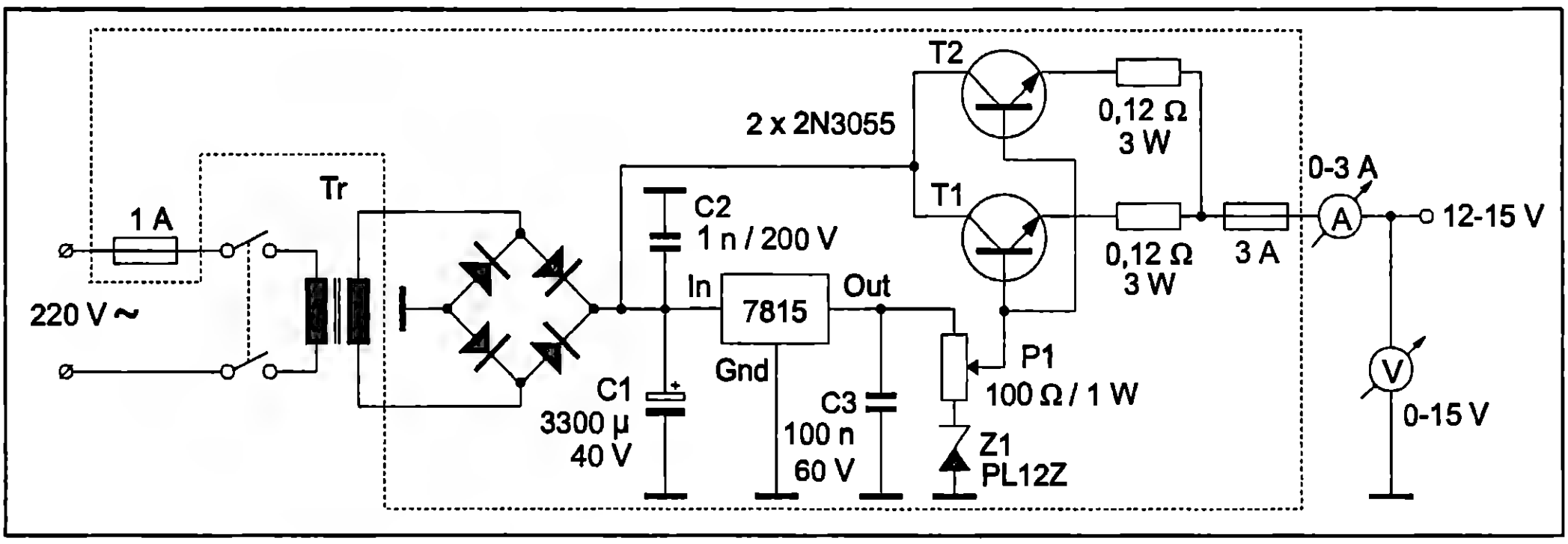
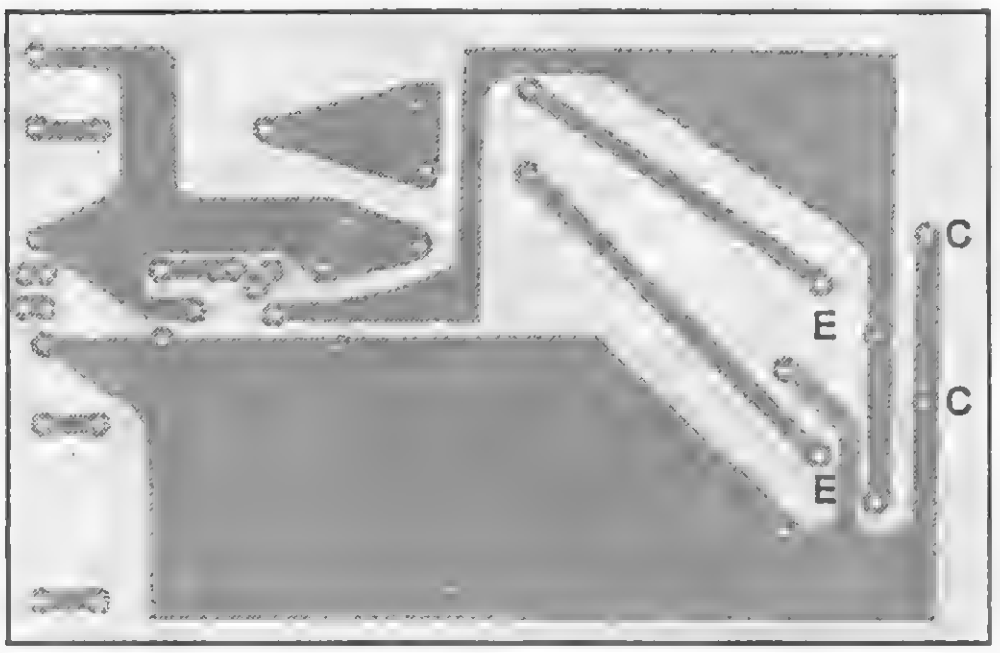
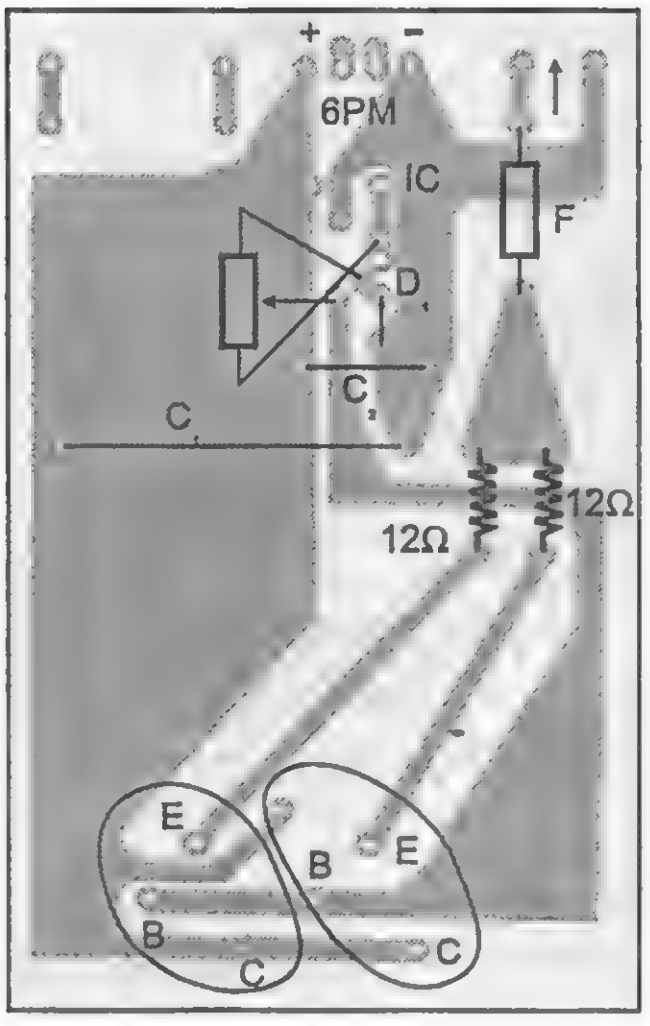


Fig. 7.5



Cablaj 7.5a



Cablaj 7.5b

Alimentator de 12 V / 6 A

Acest stabilizator (figura 7.6) este comandat de circuitul integrat 723, care, prin funcțiile sale, asigură la ieșire o tensiune stabilă și protecție la supracurent.

Puntea redresoare este formată din patru diode 6SI10 sau o punte PM.

Tensiunea din secundarul transformatorului este de 18 V. Reglajul tensiunii se face cu potențiometrul de 10 kΩ.

Cele două tranzistoare 2N3055 pot fi înlocuite cu un singur tranzistor de tip 2N3772, dar, în ambele cazuri, tranzistoarele vor trebui montate pe un radiator de căldură.

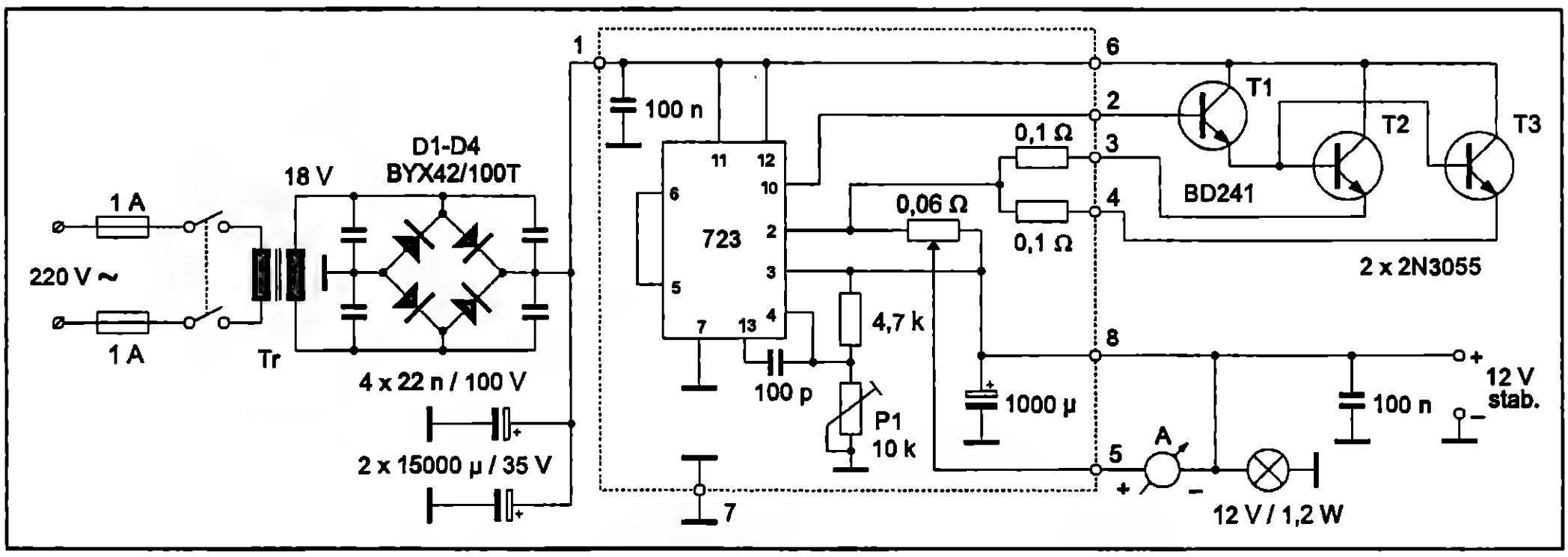
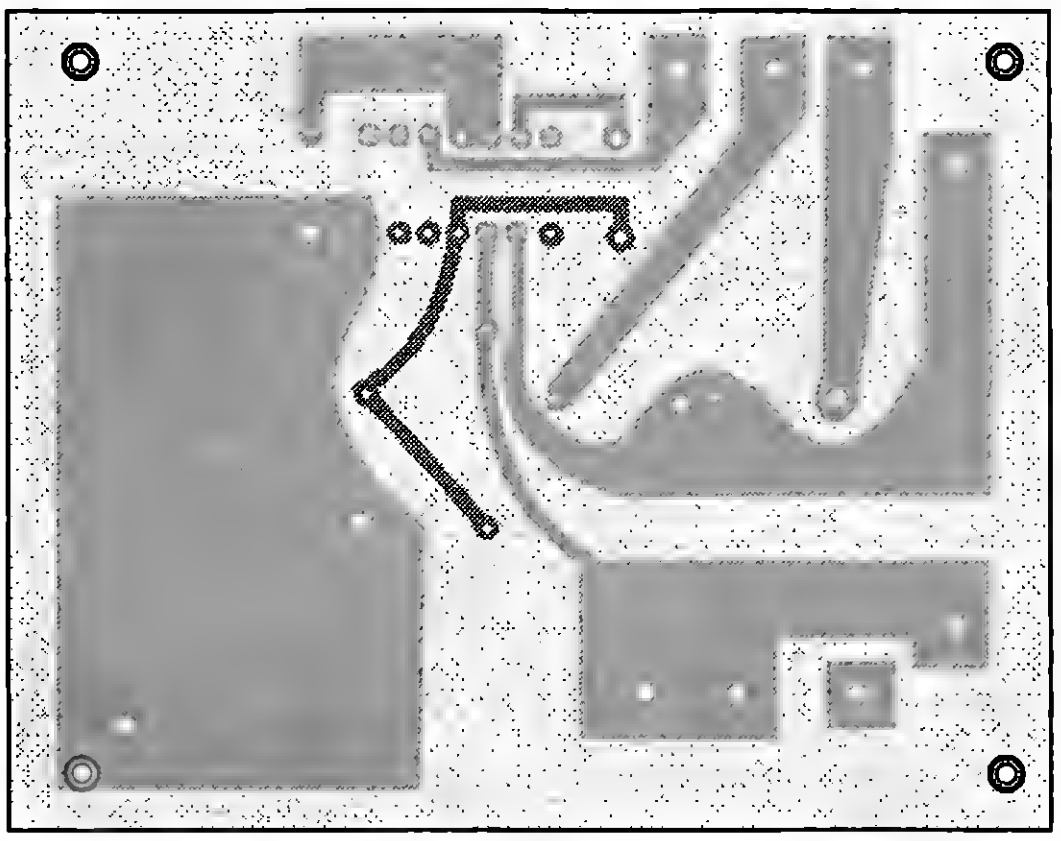
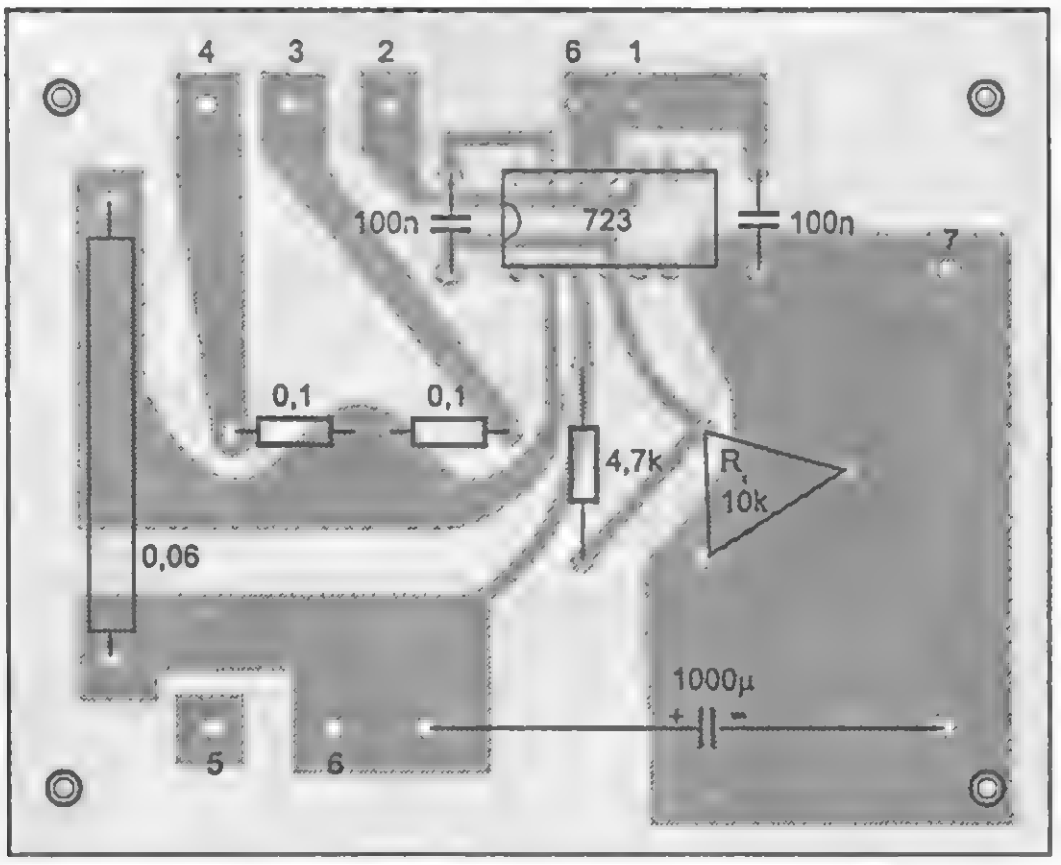


Fig. 7.6



Cablaj 7.6a



Cablaj 7.6b

Alimentator de 13,5 V/10 A

Ca element regulator, în schema din figura 7.7 se folosesc trei tranzistoare tip 2N3055, comandate de circuitul 723C, care asigură valoarea tensiunii și protecția la supracurent.

Dacă tensiunea la ieșire crește peste 15 V, se deschide tiristorul, fapt ce produce arderea siguranței. Această situație gravă este semnalizată optic și acustic prin intermediul tranzistorului BC557.

Datorită posibilităților de reglare a tensiunii între limite destul de largi, precum și elementelor de protecție, acest montaj este recomandat și pentru utilizarea în laborator.

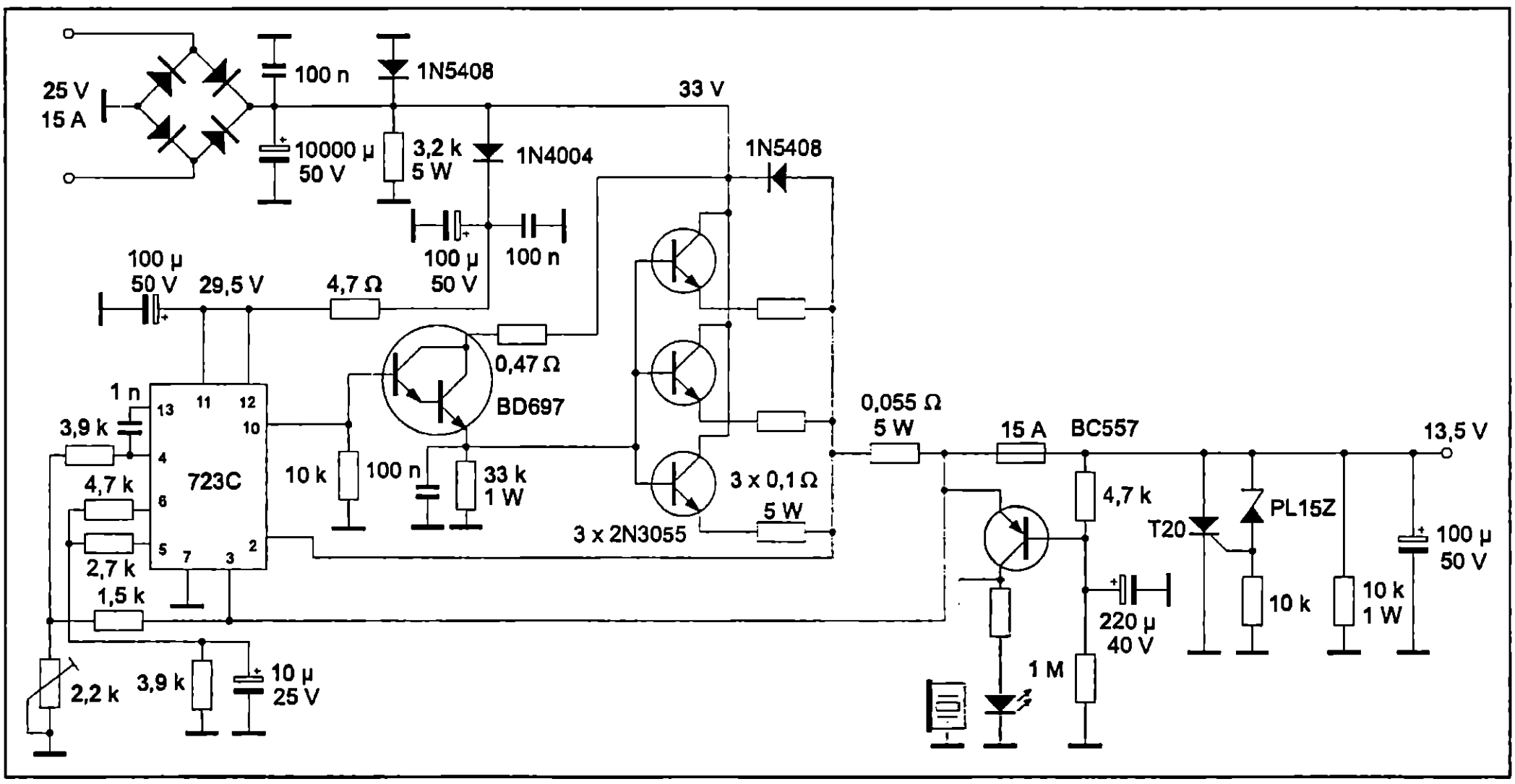


Fig. 7.7

Alimentator de 13,5 V/15 A

O schemă mai puțin obișnuită este reprezentată în figura 7.8.

Elementul de reglaj al tensiunii este format din patru tranzistoare 2N3055, comandate de un stabilizator integrat LM317K.

Când apare o supratensiune la ieșire, se deschide tiristorul care comandă acționarea releului și, respectiv, întreruperea circuitului.

Puntea redresoare și transformatorul se vor dimensiona adecvat.

Pentru perioade scurte de timp, de la acest alimentator se pot obține 20 A.

De reținut că circuitul LM317K nu este echivalent cu LM317T.

Alimentator de 13,5 V/20 A

La acest alimentator (figura 7.9), elementul serie de stabilizare – cele patru tranzistoare – este inserat pe ramura de minus, avantajul fiind că între tranzistor și radiator nu se mai montează folia izolatoare, transferul de căldură făcându-se mult mai eficient.

Stabilirea valorii tensiunii de ieșire se face în amplificatorul diferențial T_1 și T_2 prin intermediul potențiometrului de 1 kΩ.

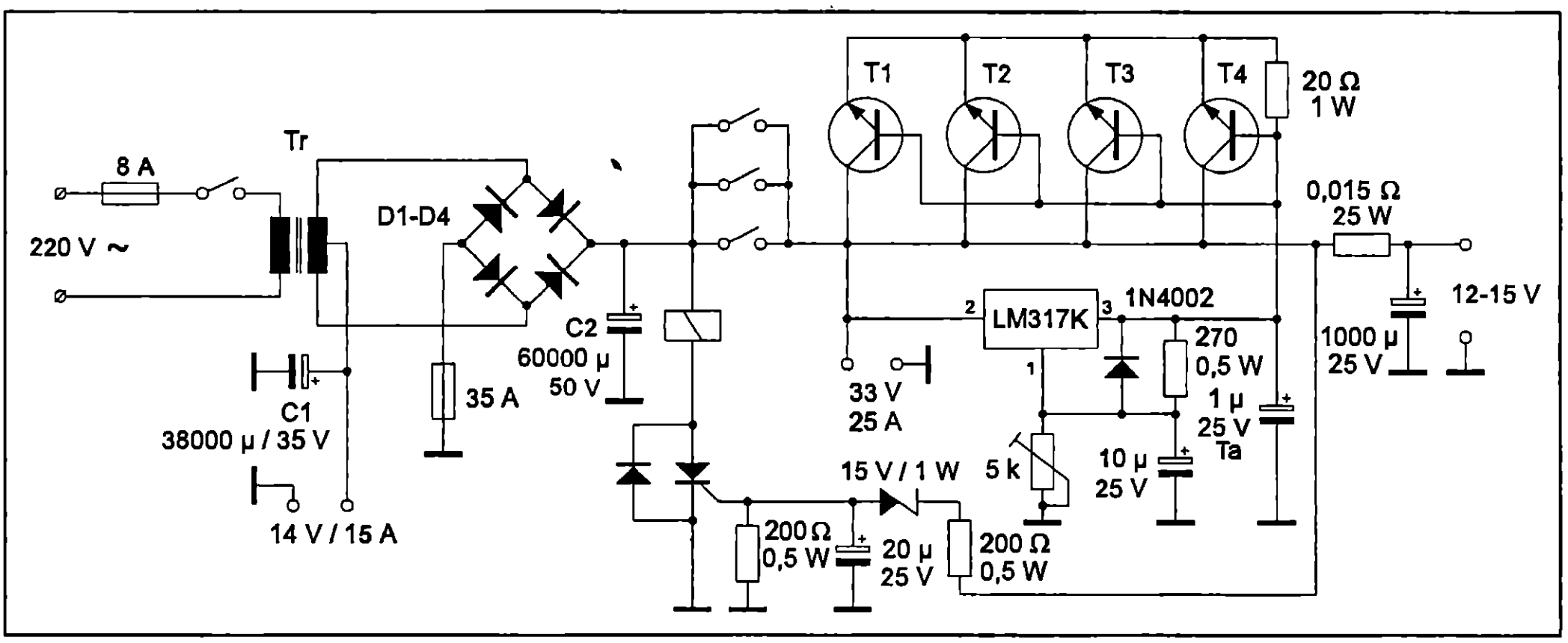


Fig. 7.8

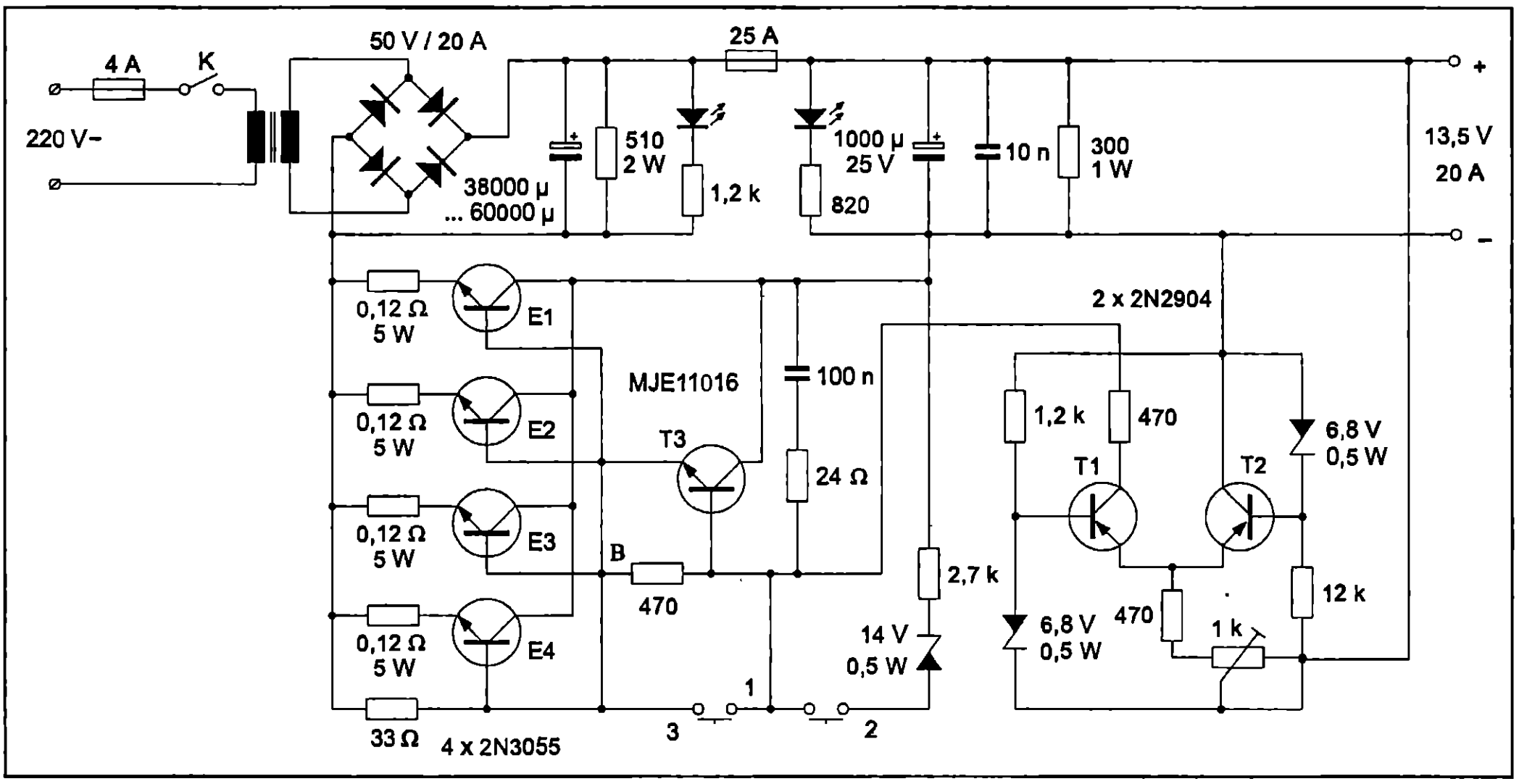


Fig. 7.9

Alimentator de 13,5 V / 22 A

Sursa folosește șase tranzistoare 2N3055 ca element serie de reglare a tensiunii (figura 7.10).

Alimentarea se face printr-un transformator care debitează 2 x 18 V. Ca elemente redresoare se folosesc două punți 20PM4, legate ca simple diode pe fiecare braț. Fiecare ieșire de la transformator se cuplează la câte o bornă cu indicația „alternativ", bornele „plus" ale punții se leagă între ele, iar bornele „minus" rămân neconectate.

Pe rezistența de emitor a fiecărui tranzistor este prevăzută câte o protecție la supracurent, iar protecția la supratensiune se face cu tiristor.

Pornirea se face prin inițializarea circuitului aplicând o polarizare suplimentară diodei Zener D_4. Acest sistem asigură o protecție foarte bună, deoarece, la un scurtcircuit,

alimentatorul se blochează și nu reintră în funcțiune în mod automat la dispariția acestuia, necesitând intervenția operatorului.

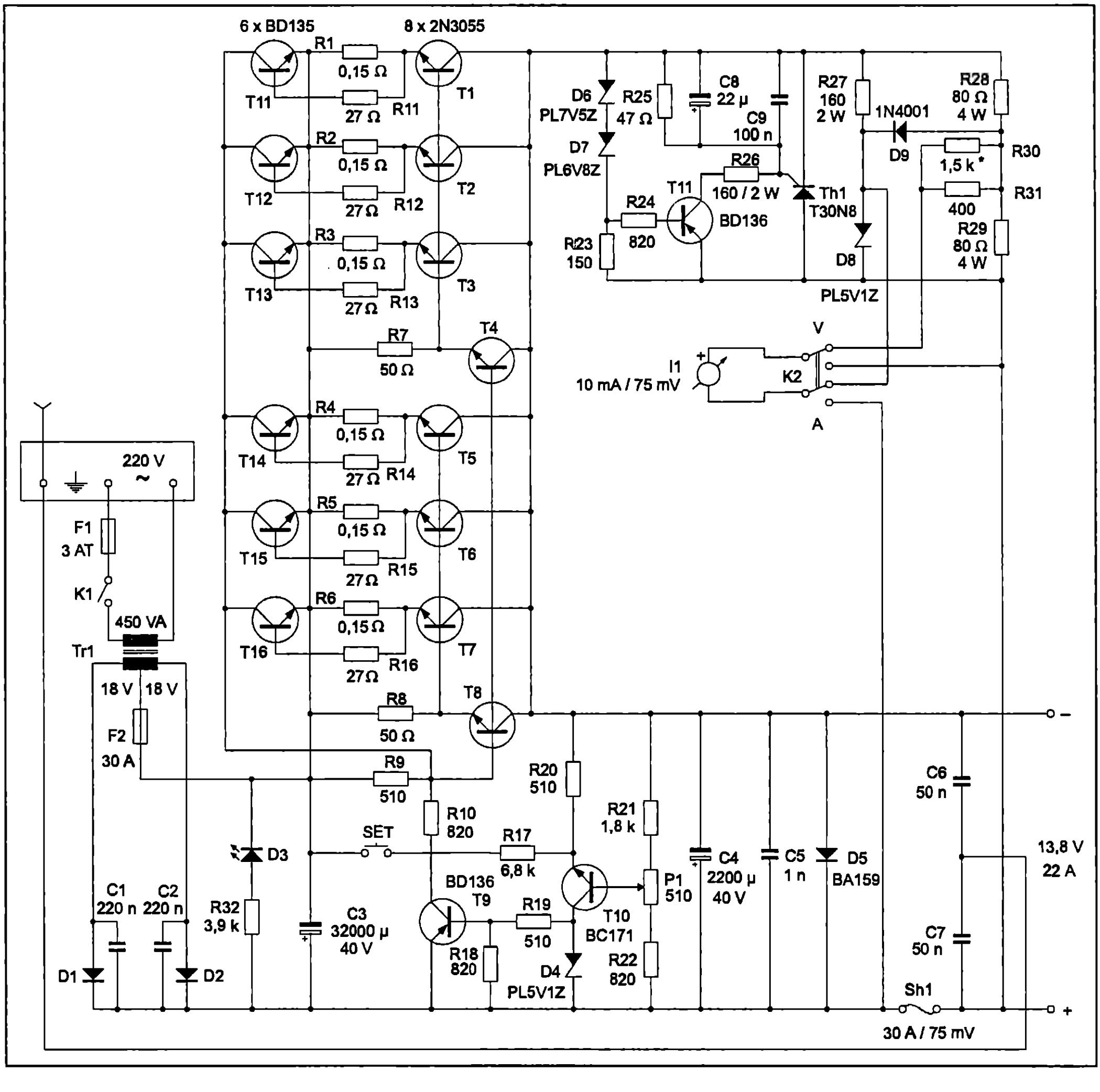


Figura 7.10

Alimentator de 13,5 V / 24 A

Stabilizarea tensiunii în schema din figura 7.11 se face cu opt tranzistoare 2N3055, montate pe un radiator adecvat. Stabilizarea tensiunii și protecția la supracurent sunt asigurate de un circuit integrat A723.

Protecția la scurtcircuit comandă grupul BD139-BD140, fapt ce conduce la anclanșarea releului și la decuplarea tensiunii redresate de pe grupul de tranzistoare 2N3055. Situația este semnalizată de un LED. La dispariția scurtcircuitului, releul revine automat în starea inițială și alimentarea cu energie se reia.

Montajul este util pentru transceiverele industriale și a fost cuplat la un FT-747.

Transformatorul trebuie să asigure în secundar o tensiune de 20 V și un curent de 24 A.

Puntea redresoare are patru diode de 25 A, de tip D25N.

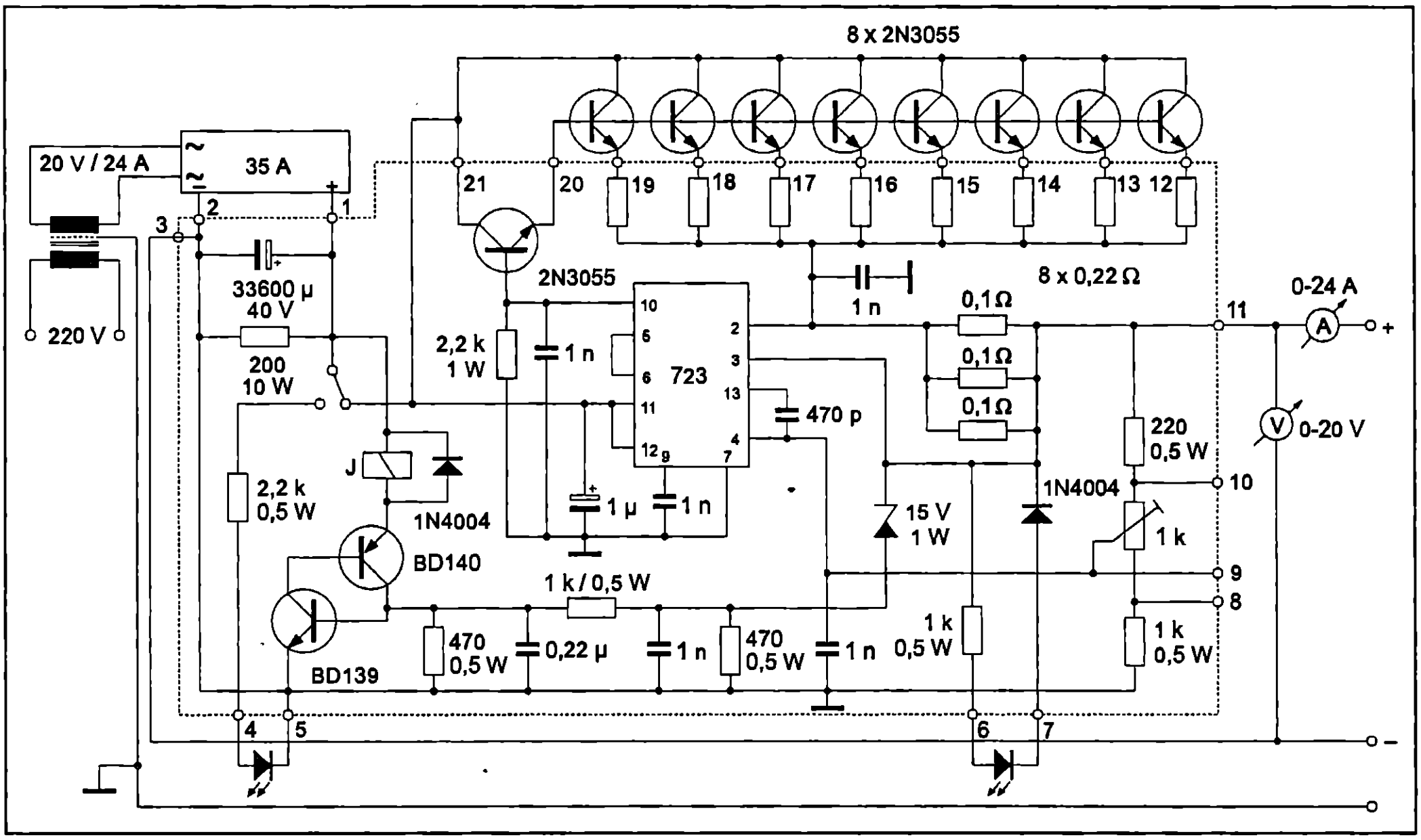


Figura 7.11

Alimentator de 13,5 V / 30 A

Amplificatoarele liniare de mare putere ce echipează unele tipuri de emițătoare necesită și alimentatoare care să debiteze curenți destul de mari, ce pot atinge la vârfuri de modulație (în SSB) chiar 30 A.

Un montaj destul de simplu, dar care asigură o bună protecție a echipamentului alimentat, este prezentat în figura 7.12.

Un element deosebit este tranzistorul 2N3771, care are un curent de colector de 30 A. Așa cum sunt conectate în schemă, cele două tranzistoare – T_4 și T_5 – dau posibilitatea ca, atunci când sunt absorbiți curenți mari, o parte a curentului de sarcină al lui T_4 să treacă prin R_3, iar T_5 să lucreze mai lejer.

Valoarea și stabilitatea tensiunii la ieșire sunt asigurate de grupul IC, T_2, T_3. Dacă apare un consum ce depășește 30 A, căderea de tensiune pe rezistența serie R_f produce deschiderea tranzistorului T_1, care le comandă pe T_2 și T_3 în așa fel încât T_4 și, respectiv, T_5 să se blocheze.

Rezistoarele R_f, R_2 și R_3 sunt bobinate. R_f are valoarea de 0,018 Ω (în practică se admite și o valoare de 0,02 Ω) și se realizează dintr-un conductor de nichelină sau constantan cu diametrul de 3 mm, fixat cu șuruburi. Această rezistență trebuie să asigure disiparea unei puteri de 18 W.

Rezistența R_3 are 0,04 Ω și se construiește din sârmă cu diametrul de 1 mm, deoarece ea trebuie să asigure disiparea unei puteri de 12 W.

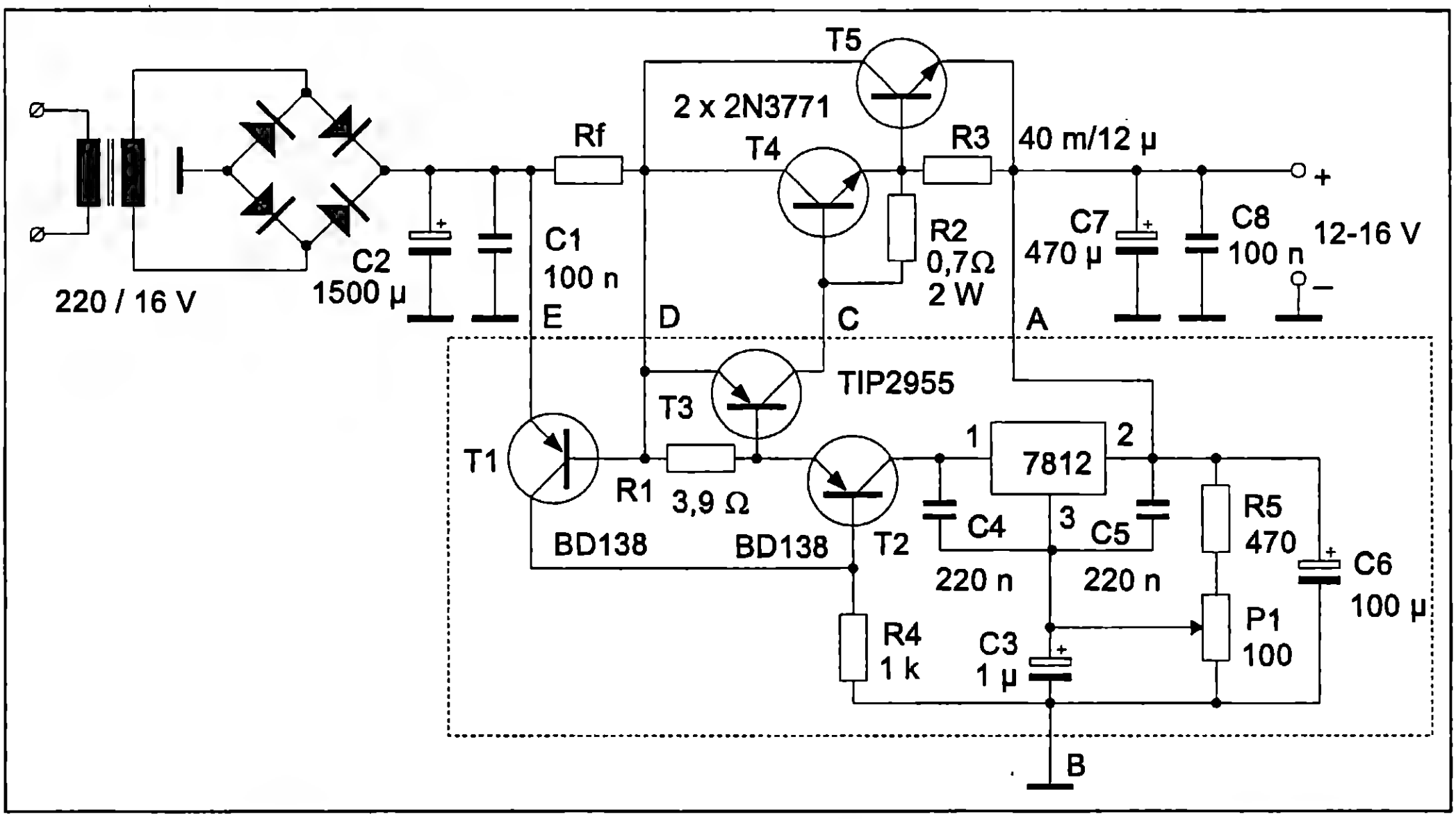
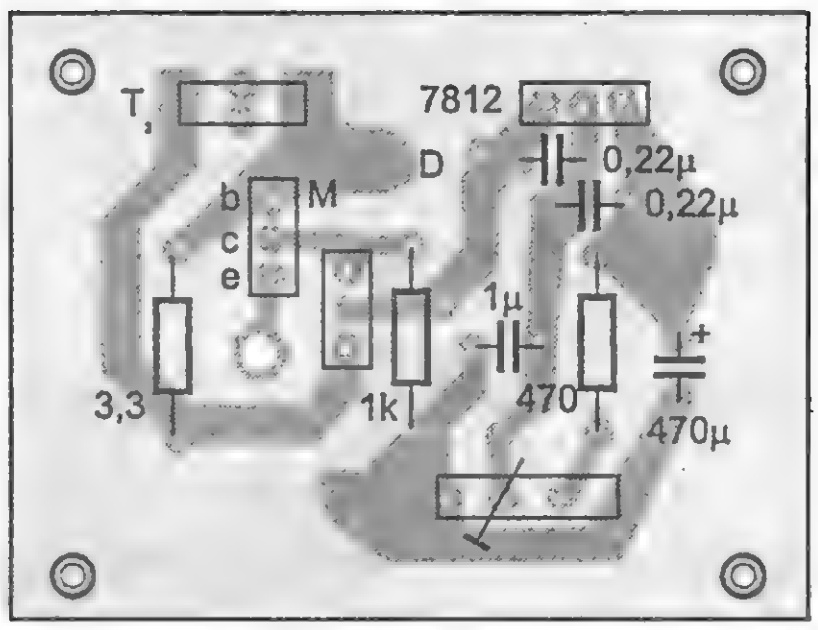


Fig. 7.12

Cablaj 7.12a



Cablaj 7.12b

Alimentator în comutatie

Acest alimentator (figura 7.13) debitează o tensiune stabilă de 13,5 V la un curent maxim de 6 A, dar cu unele modificări se pot obține și tensiuni mai mari (de ex. 28 V). Funcționează în felul următor:

Când se lucrează numai pe recepție, se utilizează un alimentator stabilizat cu circuitul 7815. Această tensiune este bine filtrată și nu produce perturbări ale recepției, admițând un consum maxim de 500 mA. Când acest consum de curent crește, crește și căderea de tensiune pe rezistența de 1 Ω , situație sesizată de comparatorul TL431, care va comanda optocuplorul TIL111. În acest moment este comandat circuitul integrat TDA4605 și intră în funcțiune partea de comutație. În esență, aceasta se întâmplă când intră în funcțiune partea de emisie. Așadar pe recepție se lucrează cu alimentatorul stabilizat serie, iar pe emisie, cu cel în comutație. Chiar dacă tensiunea alimentatorului în comutație nu este perfect liniară, acest lucru nu deranjează fiindcă la modulația în frecvență vârfurile purtătoarei sunt îndepărtate.

Valoarea tensiunii la ieșire se stabilește din potențiometrul de 1 kΩ.

Reglajul se face cuplând la ieșire, drept sarcină, un bec auto de 12 V / 21-25 W.

Toate piesele se procură din comerț, cu excepția transformatorului, care se execută de către radioamator în felul următor:

Se procură un transformator de tipul utilizat în alimentatoarele în comutație ale televizoarelor (din televizoare dezafectate). Se încălzește bine, așezat pe o tablă (pe aragaz) până când miezul ajunge la aproximativ 250°C. Atunci, cu ajutorul a două cârpe se caută desfacerea celor două miezuri de ferită tip E, fiindcă soluția de rigidizare a devenit moale. Dacă fosta carcasă a rămas întreagă, se scot bobinajele existente și se rebobinează, iar dacă nu, se construiește o nouă carcasă.

Înfășurările au următoarele date:

- L_1: 56 spire cu fir dublu de CuEm ϕ 0,4, în trei straturi;
- L_2: 5 spire, ϕ 0,4 CuEm;
- L_3: 5 spire, 3 x ϕ 0,4 CuEm.

Șocul de la ieșire este construit pe un tor de ferită cu diametrul interior de aproximativ 8 mm, pe care se bobinează sârmă lițată de la cabluri electrice, atât cât permite fereastra.

Tranzistorul este de tip BUK444.

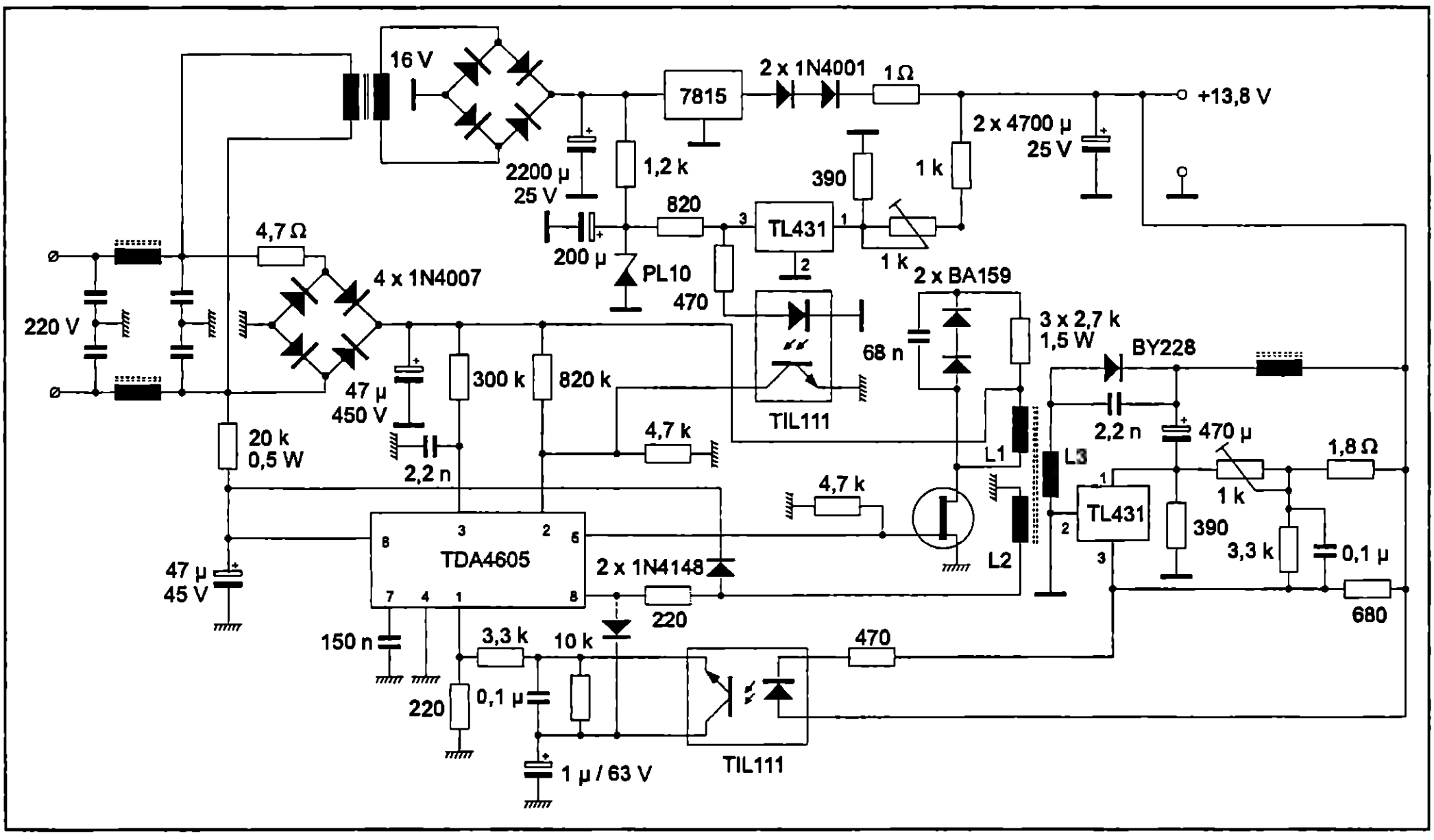


Fig. 7.13

Capitolul VIII ACCESORII

Frecvențmetru cu scală numerică

Acest frecvențmetru cu scală numerică (figura 8.1) prezintă o gamă diversificată de utilizări, în special pentru radioamatorii de emisie-recepție. Dintre avantajele acestui aparat pentru măsurarea frecvenței menționăm:

- în oscilatorul pilotat cu cristal se poate folosi o gamă largă de cristale, de la 100 kHz până la 10 MHz;
- acest frecvențmetru poate fi folosit și în aparatura în care, pentru o variație crescătoare a frecvenței semnalului recepționat (sau emis), oscilatorul cu frecvența variabilă (VFO) are o variație descrescătoare;
- se pot folosi afișaje cu LED-uri, atât cu catodul comun, cât și cu anodul comun;
- aparatul conține 7 cifre la afișarea numerică a frecvenței;
- poate fi folosit și ca frecvențmetru obișnuit.

Trebuie remarcat faptul că, folosind circuite integrate CMOS, consumul de energie electrică este foarte redus față de o implementare cu circuite integrate TTL. În schimb, frecvența maximă de lucru este mai redusă, de ordinul a 11 MHz. Dacă pentru primul divizor din numărător (CI_8, în figura 8.1), se folosește un circuit integrat selecționat, de tip MMC40192, se poate ajunge până la frecvența de 14 MHz.

Baza de timp

Oscilatorul pilotat cu cristal este realizat cu o poartă NOR din circuitul integrat CI_{15}, de tip MMC4001, după care urmează o poartă separatoare. În continuare, semnalul se aplică primului divizor cu 10 (circuitului integrat CI_{17} – MMC40192). În schema din figura 8.1 este prezentat cazul în care se folosește un cristal cu frecvența de 10 MHz. Urmează, conectate în cascadă, șase divizoare cu 10, până când se obține frecvența de 10 Hz.

Circuitul integrat CI_{23} (MMC4013) realizează o divizare cu 2, adică se obține frecvența de 5 Hz.

După cum se menționa anterior, pentru baza de timp se poate folosi o gamă largă de cristale. Acest fapt conduce la mici modificări în schemă, așa cum se arată în continuare. Când se folosește un cristal cu frecvența de 10 MHz, se realizează montajul din figura 8.1. Dacă se folosește un cristal cu frecvența de 8 MHz, se realizează montajul (modificările) din figura 8.3. Pentru aceasta este necesar ca CI_{17} să divizeze cu 8, și nu cu 10. În acest sens se utilizează o poartă NAND cu 3 intrări, conținută în CI_{16} (lăsată liberă în montaj pentru a fi folosită în acest scop). Ieșirea porții (pinul 10) este legată cu borna Preset Enable (pinul 11) a circuitului CI_{17}. Când intrările porții NAND (pinii 11, 12, 13) sunt conectate la masă, pe borna Preset Enable va fi mereu semnal „1“ (nivel H), iar CI_{17} va diviza cu 10. Pentru realizarea divizării cu 8, din tabelul cu secvența de numărare (tabelul de adevăr) pentru circuitul integrat folosit (CI_{17}) se constată că pentru cifra 8 vom avea semnal „1“ pe ieșirea D a lui CI_{17} (pinul 7). Se va realiza o legătură cu un conductor subțire (izolat), între ieșirea D (pinul 7) a lui CI_{17} și toate cele trei intrări ale porții în paralel (pinii 11, 12, 13) de la CI_{16}. Astfel, CI_{17} va diviza cu 8.

În figura 8.4 este prezentată schema pentru cazul folosirii unui cristal de 500 kHz. Aici va trebui ca CI_{17} să divizeze cu 5. Din tabelul de adevăr al lui CI_{17} (prezentat în catalog) se observă că pentru cifra 5 avem semnale „1" pe ieșirile A (pinul 3) și C (pinul 6) ale lui CI_{17}. Vom uni deci ieșirea A a lui CI_{17} cu două intrări ale porții lui CI_{16} (pinii 11, 12), iar ieșirea C cu cea de-a treia intrare (pinul 13). Deoarece frecvența cristalului este de 500 kHz și nu de 5 MHz, pentru ca în finalul divizării să ajungem la 10 Hz se va sări peste un divizor cu 10. De exemplu, se va renunța la CI_{18}, care nu se va implanta, dar se va face o legătură directă între pinii 5 și 12 ai acestuia (între intrare și ieșire). Bineînțeles, se pot realiza și alte divizări astfel ca în final să obținem frecvența de 10 Hz.

Un caz aparte este prezentat în figura 8.5. Se prezintă situația folosirii unui cristal de 1,8 MHz, când trebuie să se realizeze o divizare totală cu 18 (sau două divizări succesive, una cu 9 și alta cu 2). Divizarea cu 9 se realizează cu CI_{17} și poarta liberă din CI_{16} (ca în cazurile precedente), parcurgând aceleași etape descrise anterior, iar divizarea cu 2 se realizează cu CI_{18}. Pentru divizarea cu 2 trebuie executată o operație asupra cablajului. Se exfoliază cu un cuțitaș bine ascuțit traseul metalic de pe cablaj, dintre ieșirea lui CI_{18} (pinul 12) și intrarea lui CI_{19} (pinul 5). Cu un conductor exterior se leagă borna A a lui CI_{18} (pinul 3) cu intrarea lui CI_{19} (pinul 5).

Bineînțeles, se pot realiza și alte variante de divizări, aceasta depinzând de imaginația și îndemânarea constructorului.

Numărarea directă sau inversă

După cum s-a arătat la început, acest frecvențmetru poate fi folosit și în cazul în care oscilatorul cu frecvența variabilă (VFO) din aparat (emițător sau receptor) are o variație descrescătoare pentru o variație crescătoare a frecvenței de lucru. De exemplu, atunci când avem un receptor cu frecvența intermediară de 9 MHz, iar banda de lucru este de 3,5-4,0 MHz, frecvența VFO va trebui să se modifice în limitele 5,5-5,0 MHz. Se observă că variațiile valorilor acestor două frecvențe au sensuri opuse. Modificările necesare acestei situații sunt prezentate în figura 8.6.

Circuitele integrate MMC4543 îndeplinesc un dublu rol, de a stoca informația primită de la divizoarele decadice MMC40192 între două numărări succesive (LATCH), precum și de decodor binar / 7 segmente, pentru a se putea comanda direct afișaje cu LED-uri cu 7 segmente. În plus, aceste circuite integrate sunt prevăzute cu o bornă exterioară (PHASE – pinul 6), care, în funcție de potențialul la care este conectată, permite utilizarea de afișaje cu LED-uri atât cu anodul comun, cât și cu catodul comun. Când se folosesc afișaje cu anodul comun, borna PHASE se va conecta la plusul alimentării, iar pentru cele cu catodul comun, la masă. Pe cablaj, această bornă este amplasată separat (pentru toate cele șapte circuite MMC4543) și se poate conecta fie la plus, fie la masă.

Descrierea funcționării

Un ciclu complet de lucru al frecvențmetrului conține două perioade distincte (vezi figura 8.2). În perioada T_1, semnalul de măsurat se aplică pe una din intrările de numărare (directă sau inversă, după cum este nevoie) ale primului numărător, CI_8. În perioada T_2, procesul de numărare este blocat. În acest timp, informația stocată în numărătoarele decadice (CI_8-CI_{14}) este preluată de către decodoarele MMC4543 (CI_1-CI_7).

În continuare, tot pe durata perioadei T_2, dar cu o anumită întârziere, se aduc la zero (se resetează) numărătoarele 40192 (CI_8-CI_{14}). Aceste procese ciclice se realizează cu circuitele CI_{15}, CI_{16}, CI_{22}, CI_{23} și CI_{24}, după cum se prezintă detaliat în figura 8.2. O descriere mai amănunțită a acestui proces este prezentată în revista „Tehnium" nr. 7 / 1986, pag. 6. Tot în același articol se arată cum se poate realiza citirea directă a frecvenței de lucru a aparatului receptor sau emițător, indiferent de valoarea absolută a frecvenței oscilatorului VFO. Pentru aceasta se va programa valoarea de la care trebuie să înceapă frecvențmetrul numărătoarea, conectând în mod corespunzător ieșirile J ale CI_8-CI_{14}.

Acum vom analiza cazul în care frecvențmetrul a fost realizat pentru a număra invers. Vom exemplifica pe cazul descris anterior, când banda de lucru este de 3,5-4,0 MHz, frecvența intermediară este de 9 MHz, iar VFO lucrează în limitele 5,5-5,0 MHz.

La intrarea frecvențmetrului se aplică semnalul de la VFO, cu frecvența de 5,5-5,0 MHz. În această situație vor fi afișate valorile de 4,5-5,0 MHz (10,0 – 5,5 = 4,5), deoarece numărarea este descrescătoare. Practic, la capătul inferior al benzii (frecvența de lucru de 3,5 MHz) va apărea afișată valoarea 0450000. Noi avem nevoie să fie afișată valoarea 0350000 (reamintim că precizia de citire a frecvenței este de 10 Hz, și nu de 1 Hz, deoarece în cadrul bazei de timp s-a realizat o divizare a frecvenței cristalului pilot până la 10 Hz).

Remarcăm că diferă numai o cifră față de valoarea dorită, adică valoarea unităților de MHz, care corespunde circuitului integrat CI_{13}. Dacă programăm acest circuit astfel ca numărarea inversă să înceapă de la cifra 9, vom obține afișarea valorii dorite, de 3,5 MHz, deoarece 0900000 – 0550000 = 0350000, deci exact ceea ce avem nevoie.

Pentru a programa CI_{13} să înceapă numărarea de la cifra 9, prin consultarea tabelului de adevăr se constată că pentru cifra 9 au valori „1" ieșirile A și D. Pentru scopul dorit se vor conecta bornele J1 (pinul 15) și J4 (pinul 9) la plusul alimentării, iar bornele J2 (pinul 1) și J3 (pinul 10), la minusul alimentării (la masă).

Folosind raționamentul de mai sus pentru cazul numărării inverse, precum și descrierea din nr. 7 / 1986 al revistei „Tehnium", pentru numărări directe, se poate obține o rezolvare pentru orice valoare a frecvenței oscilatorului local.

Remarcăm faptul că, la tensiunea de alimentare de 12 V, circuitele integrate MMC40192 funcționează sigur până la frecvența de 10 MHz. Unele exemplare selecționate lucrează chiar până la 12 MHz. Personal am găsit un exemplar, printre cele 13 folosite în frecvențmetru, care funcționează până la 12,5 MHz, pe care l-am montat în locul lui CI_8 (primul numărător). De asemenea, am selectat și CI_{15} (MMC4001).

Recomandăm constructorilor să folosească la intrare semnale cu frecvența maximă de 10 MHz, pentru a evita operația de selectare a circuitelor integrate.

În schema oscilatorului pilotat cu cristal (figura 8.1), valorile condensatoarelor C_1 și C_2 (marcate cu asterisc) corespund unor cristale cu frecvență mare de oscilație, în apropierea valorii de 10 MHz. Când se folosesc cristale cu frecvența cuprinsă în limitele 0,1-1 MHz, valorile capacităților vor fi mai mari, ceea ce va necesita conectarea de capacități suplimentare, prin tatonare, o dată cu etalonarea frecvențmetrului după unul etalonat.

În cablajul imprimat sunt prevăzute găuri în acest scop, chiar și pentru cazul înlocuirii condensatorului trimer C_2, de 10-40 pF, cu unul fix, cu valoarea mai mare. Se vor folosi condensatoare stiroflex sau ceramice, stabile cu temperatura.

În schemă există cinci condensatoare de decuplare, conectate în diferite puncte ale alimentării cu tensiunea de 12 V. Aceste condensatoare sunt reprezentate pe desenul conținând amplasarea pieselor. Ele trebuie să fie cu tantal și să aibă capacitatea de 1-10 μF.

Alimentarea se face de la o sursă stabilizată cu tensiunea de 13,5 V. Aparatul funcționează corect în limitele de 12-15 V. Consumul de curent al frecvențmetrului (cu excepția afișajelor) este de circa 40 mA. Afișajele au consumul maxim pentru cazul când este afișată în toate pozițiile cifra 8, și anume 245 mA (49 x 5). Consumul de curent este variabil în funcție de cifrele afișate.

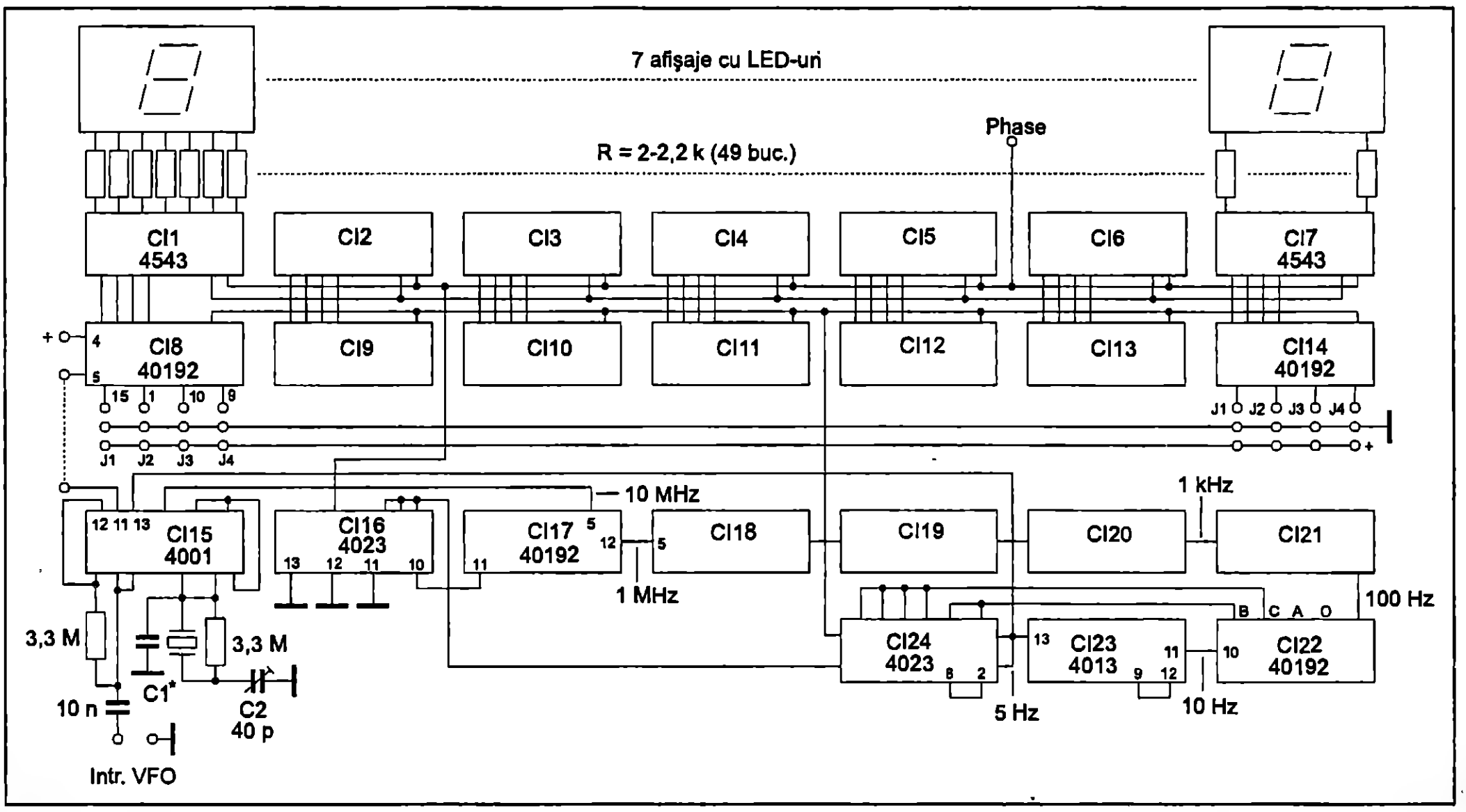
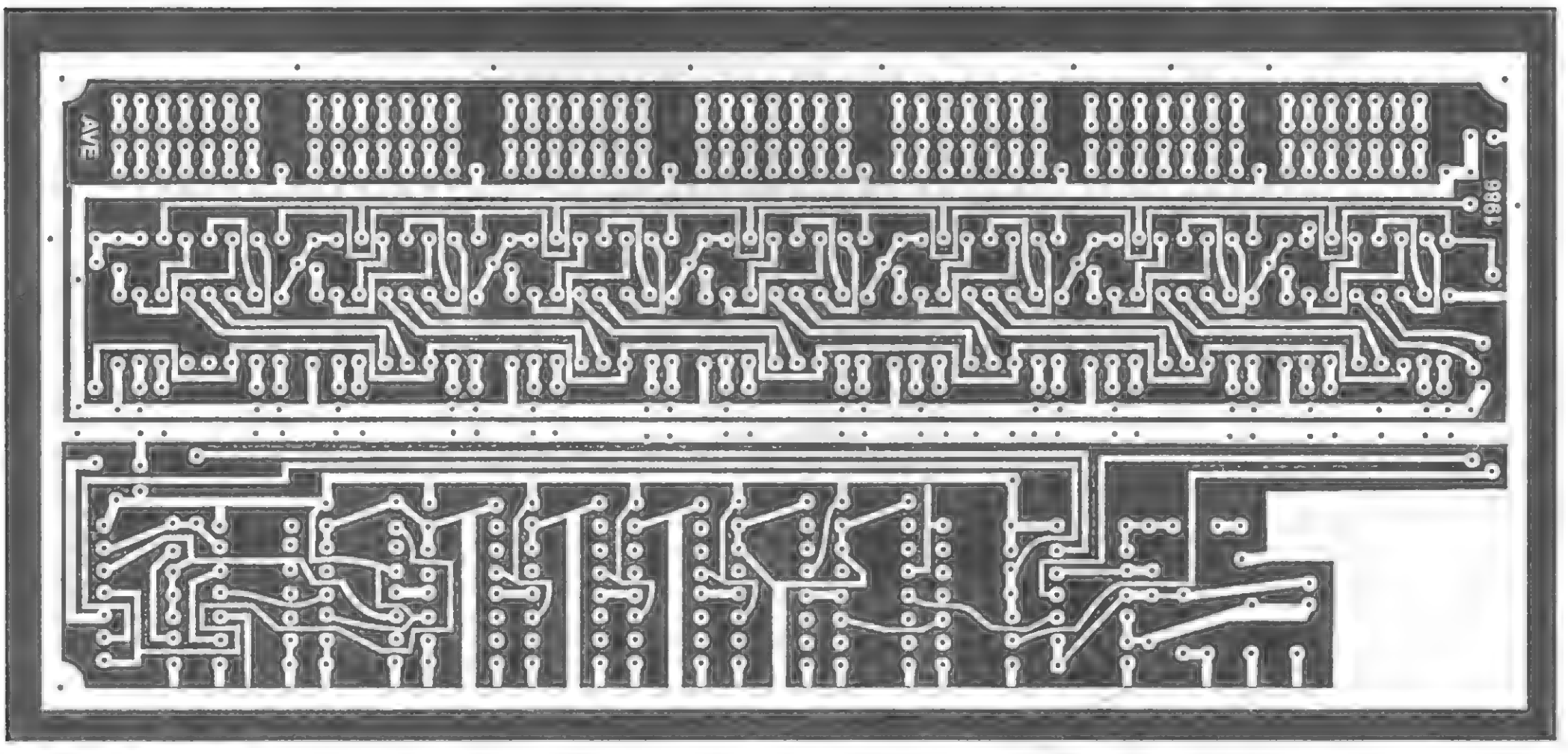
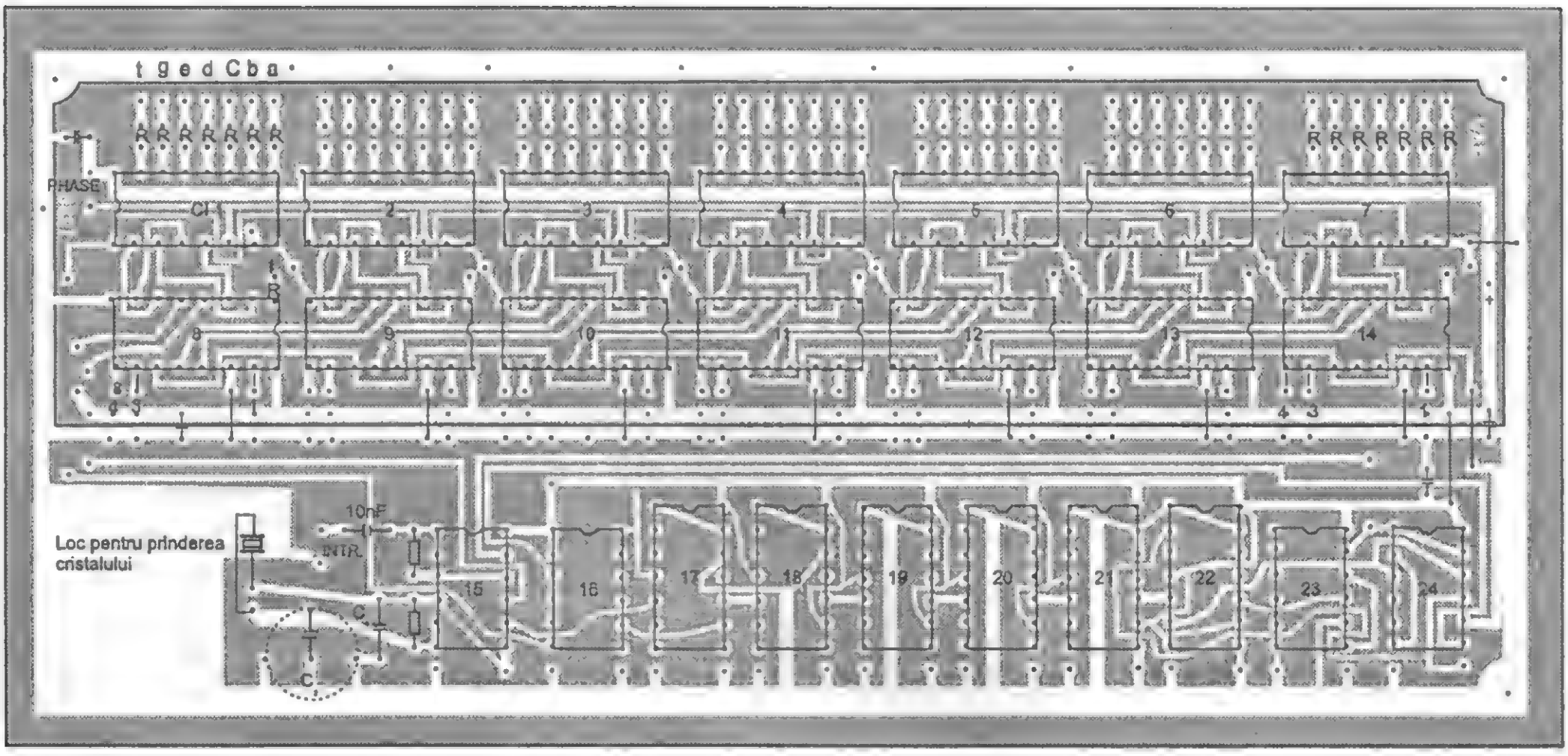


Fig. 8.1



Cablaj 8.1a



Cablaj 8.1b

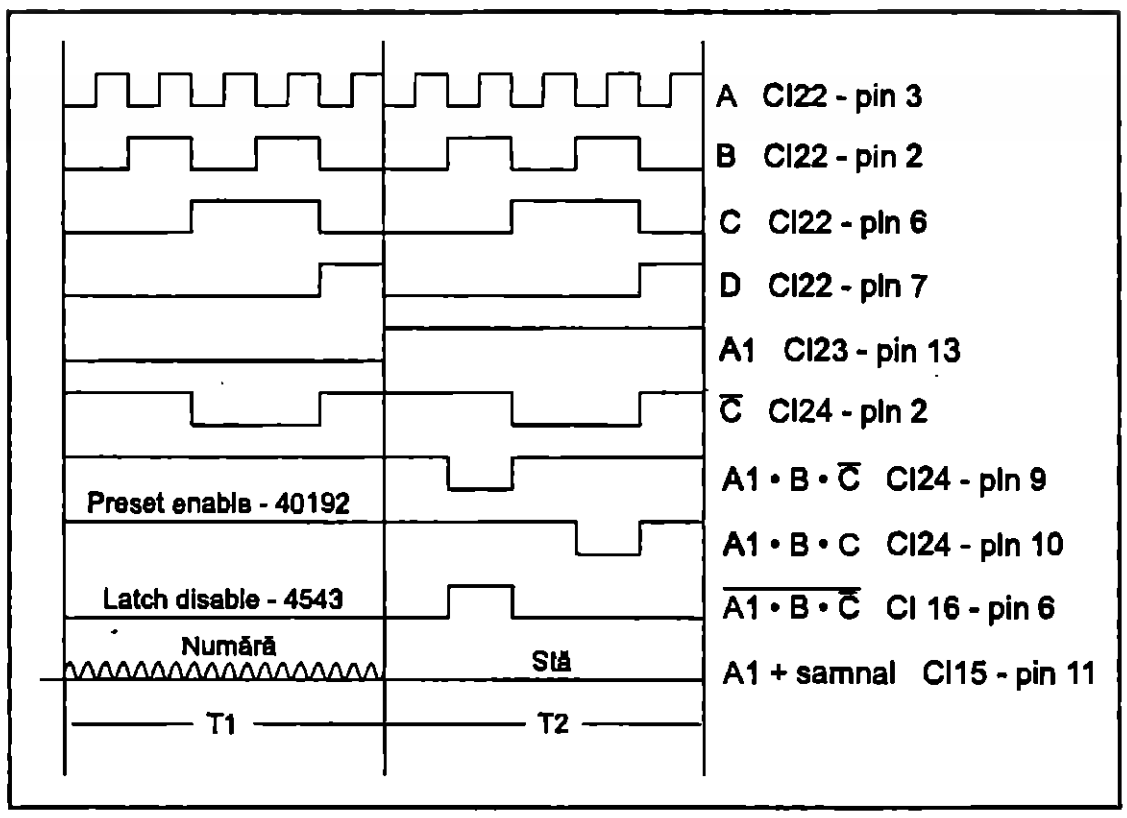

A Cl22 - pin 3
B Cl22 - pin 2
C Cl22 - pin 6
D Cl22 - pin 7
A1 Cl23 - pin 13
C̄ Cl24 - pin 2
A1 • B • C̄ Cl24 - pin 9
A1 • B • C Cl24 - pin 10
A1 • B • C̄ Cl 16 - pin 6
A1 + semnal Cl15 - pin 11
Preset enable - 40192
Latch disable - 4543
Numără
Stă
T1
T2

Fig. 8.2

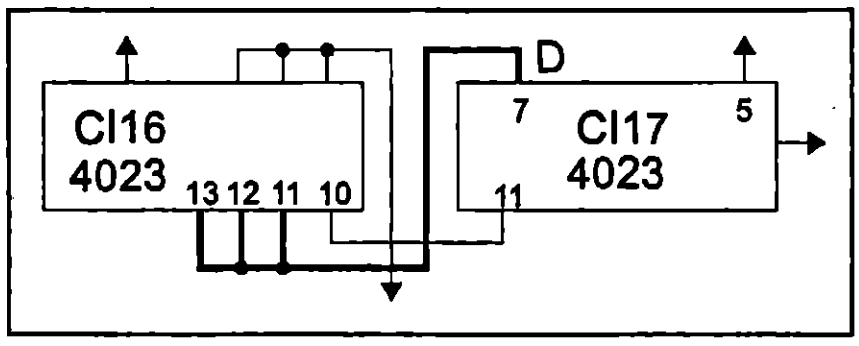


Fig. 8.3

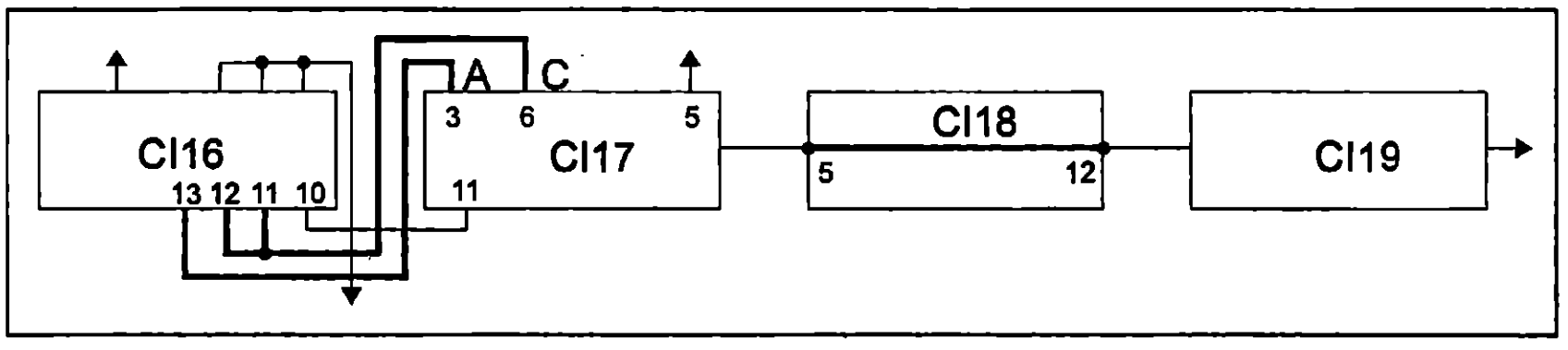


Fig. 8.4

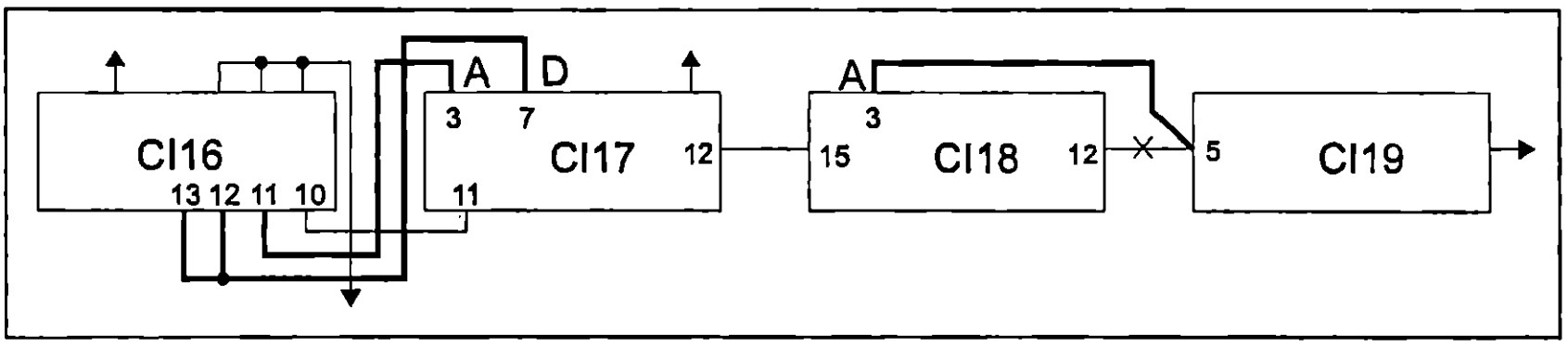


Fig. 8.5

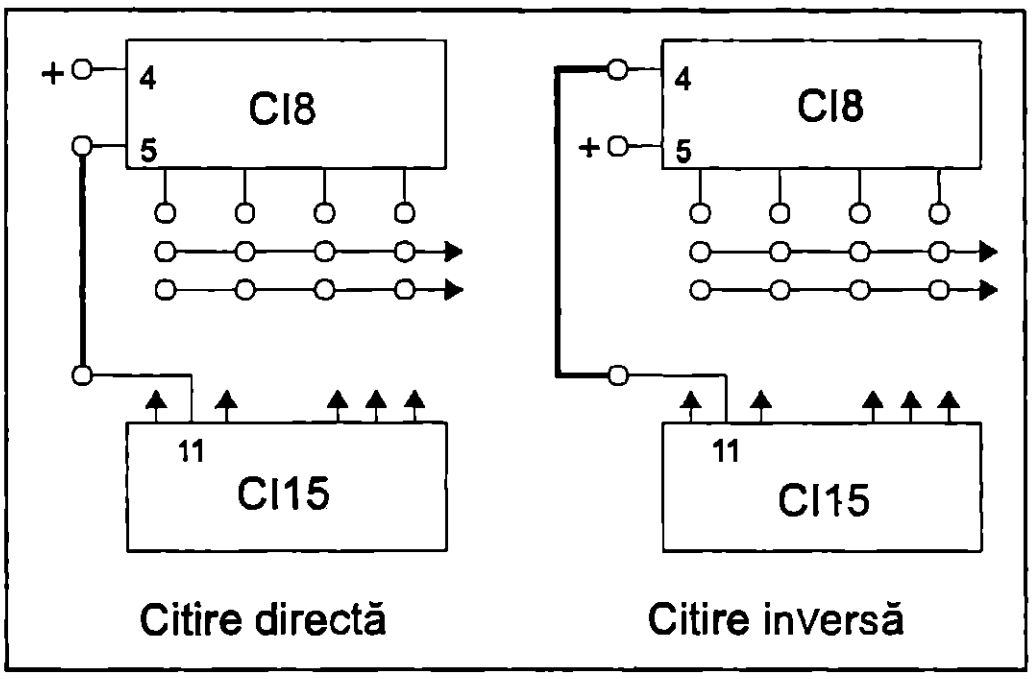


Fig. 8.6

Frecvențmetru pentru 144 MHz

Titlul este incitant la prima vedere și, în mod logic, se pune întrebarea: cum s-a putut oare realiza un frecvențmetru pentru banda de 144 MHz folosind numai circuite integrate de tip CMOS, cunoscând faptul că aceste componente, la o tensiune de alimentare de 16 V, funcționează doar până la frecvența de 11 MHz?

Pentru aceasta s-a plecat de la o situație particulară, și anume aceea pentru cazurile emițătoarelor de UUS care folosesc un VFO cu frecvența de 12 MHz, de la care, prin multiplicări, se obține frecvența de 144 MHz. Mai exact, pentru acoperirea completă a benzii de unde ultrascurte repartizată radioamatorilor, de 144-146 MHz, este nevoie ca limitele de variație a frecvenței oscilatorului VFO să se situeze între 12,000 și 12,166 MHz.

Frecvențmetrul prezentat „citește", de fapt, valoarea acestei frecvențe a VFO, dar pentru indicarea valorii frecvenței multiplicate s-a recurs la un artificiu tehnic: s-a mărit timpul de citire a frecvenței de la 1 s la 1,2 s. În acest fel, frecvențmetrul va număra, în unitatea de timp aleasă (de 1,2 s), un număr de oscilații de 1,2 ori mai mare. Astfel, la frecvența de 12 MHz a VFO, aparatul va indica 12,000000 x 1,2, adică valoarea 14,400000. În mod similar, la valoarea frecvenței VFO de 12,166666 MHz, frecvențmetrul va indica valoarea 14,600000. Privind aceste cifre și deplasând în mod convenabil poziția virgulei, se observă că se obțin valorile 144 și 146 (cu zerourile respective), adică limitele de frecvență de 144 și 146 MHz, care se doresc a fi afișate pe scala frecvențmetrului.

În traficul de radioamatori, în cazul în care se folosesc radioemițătoare cu modulație de frecvență s-a observat că este suficientă o rezoluție de citire a frecvenței de lucru de 1 kHz. Astfel, este suficient să fie afișate numai 6 cifre, corespunzătoare frecvențelor de 144,000 MHz și 146,000 MHz.

Descrierea frecvențmetrului

Pentru reducerea numărului de circuite integrate folosite, pentru unitatea de timp în care se citește valoarea frecvenței nu s-a ales valoarea de 1,2 s (cum s-a descris mai sus), ci de 0,12 s; astfel, citirea frecvenței se face mai rapid.

Baza de timp a aparatului este prezentată în figura 8.7.

Pentru a se obține o stabilitate bună a frecvenței oscilatorului pilotat cu cristal, acesta a fost realizat cu tranzistorul BC171, și nu cu o poartă a circuitului integrat MMC4001.

În serie cu oscilatorul au fost conectate două porți de tip MMC4001 pentru a se realiza o separare rezonabilă între oscilator și divizoarele de frecvență ulterioare, conectate în cascadă.

Aceste divizoare de frecvență, în număr de patru (două numărătoare zecimale duble de tipul MMC4518), realizează o divizare programabilă. Este necesar acest lucru pentru a se putea porni la realizarea bazei de timp de la un cristal cu o frecvență proprie de rezonanță oarecare. Se pot folosi cristale cu frecvența cuprinsă în limitele de 1-8 MHz.

Cum se calculează ordinul de divizare programabil? Să presupunem că avem un cristal cu valoarea înscrisă pe capsulă de 5,650 MHz. Deoarece divizarea ulterioară este 1,2 (așa cum s-a explicat anterior), se face următorul calcul: 5650 / 1,2 = 4708,333. Deoarece nu putem realiza o divizare cu zecimale, luăm valoarea de 4708 și o înmulțim cu 1,2, adică 4708 x 1,2 = 5649,6. Această valoare obținută trebuie să corespundă valorii frecvenței de oscilație a cristalului. Se știe că orice cristal permite variația frecvenței de oscilație în limitele a ±500 Hz, ceea ce se realizează cu ajutorul condensatorului trimer de 10-40 pF, conectat în serie cu el.

Cu ajutorul unui frecvențmetru etalonat corect se măsoară la ieșirea celei de-a doua porți 4001 valoarea frecvenței de oscilație a cristalului și, acționând asupra condensatorului trimer de 10-40 pF, se va obține frecvența de 5,649600 MHz. De acuratețea acestui reglaj depinde precizia de citire a frecvențmetrului.

În continuare se va folosi tabelul de la pagina 155. Pornind de la numărul 4708 calculat anterior (5649,6:1,2 = 4708), se alege din tabel primul număr inferior acestuia, în cazul nostru 4000, corespunzător ieșirii C a circuitului integrat IV. În continuare se calculează astfel: 4708 – 4000 = 708. Mai departe se alege numărul imediat inferior valorii obținute, adică 400 (ieșirea C a circuitului integrat III) și se calculează: 708 – 400 = 308. Din aproape în aproape, vom realiza tabelul:

```
4708 – 4000 =  708 –  IV.C
 708 –  400 =  308 – III.C
 308 –  200 =  108 – III.B
 108 –  100 =    8 – III.A
   8 –    8 =    0 –  I.D
```

Trebuie realizate aceste operații până când se obține cifra zero.

Mai departe, în dreptul ieșirilor care au reieșit din calcul, adică la ieșirea C a lui CI IV, la ieșirile A, B și C ale lui CI III și la ieșirea D a lui CI I, vor fi conectate diode 1N4148 conform schemei din figura 8.7.

În schema din figura 8.7 sunt indicate diode la toate ieșirile A, B, C și D ale circuitelor integrate I-IV. Noi vom conecta diode numai în pozițiile reieșite din calcul.

Mai departe, intrarea ENABLE a circuitului integrat V se va conecta la borna de la care s-a făcut prima scădere, în cazul nostru la IV.C.

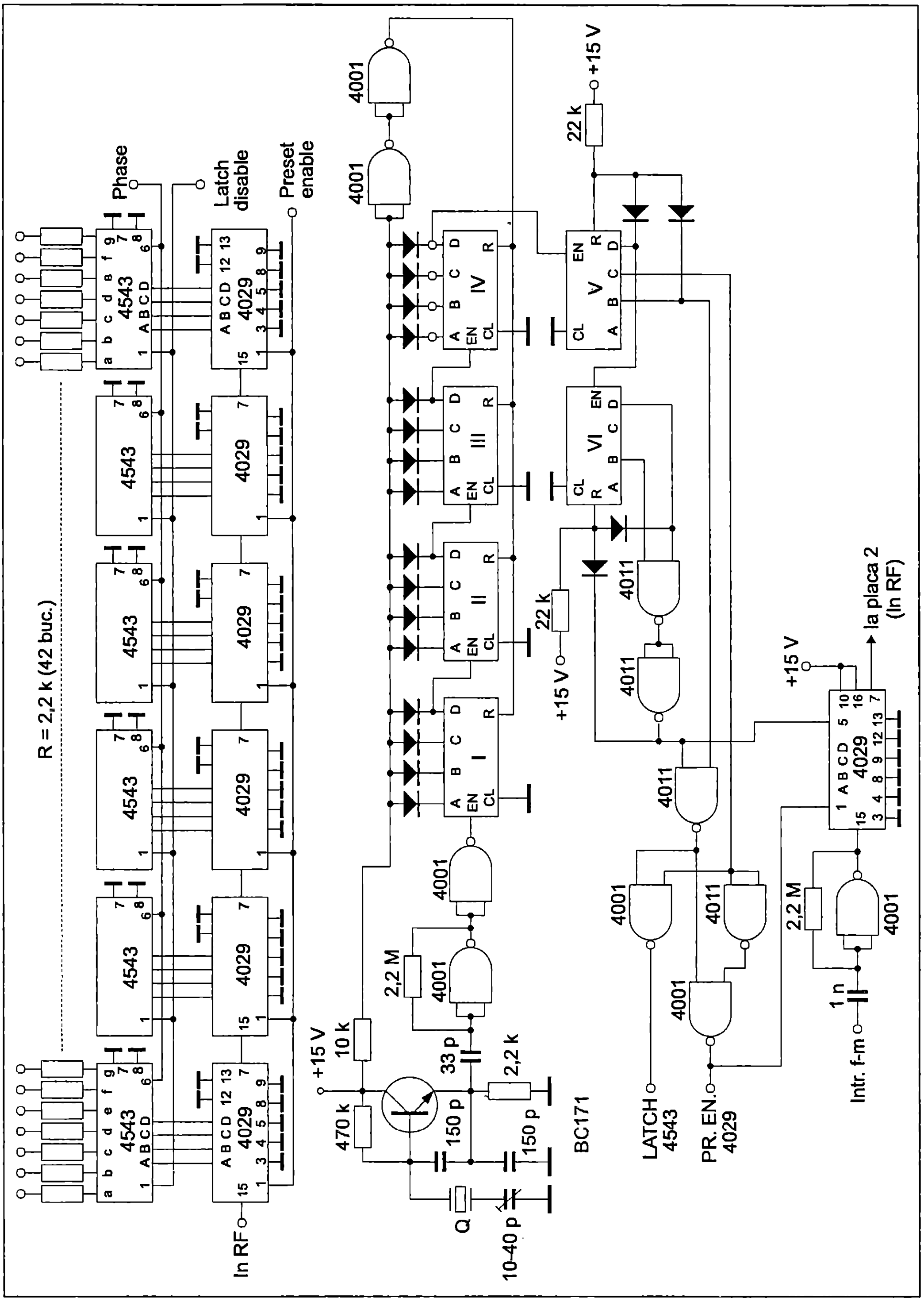

R = 2,2 k (42 buc.)
Phase
Latch disable
Preset enable
4543
4029
4001
4011
22 k
+15 V
2,2 M
10 k
470 k
33 p
2,2 k
150 p
10-40 p
BC171
Q
In RF
LATCH 4543
PR. EN. 4029
la placa 2 (In RF)
Intr. f-m
1 n

Fig. 8.7

Să presupunem că avem un cristal cu frecvența indicată pe capsulă de 1,725 MHz. Mai departe, valoarea (cu 4 cifre) 1725 se va împărți la 1,2 (1725:1,2 = 1437,5). Această valoare nu este utilizată deoarece conține zecimale. Numerele întregi cele mai apropiate de coeficientul de divizare sunt 1437 și 1438, care, înmulțite cu 1,2, corespund unor frecvențe ale cristalului de 1724,4 și, respectiv, 1725,6. Apoi, acționând trimerul de 10-40 pF și măsurând frecvența de oscilație cu un frecvențmetru, așa cum s-a descris anterior, vom căuta să obținem una din cele două valori reieșite din calcul, adică 1,7244 MHz sau 1,7256 MHz.

Să presupunem că am reușit să obținem frecvența de 1,7244 MHz, care corespunde numărului 1437, menționat anterior.

În continuare realizăm următorul tabel:

1437 – 1000 = 437 – IV.A
437 – 400 = 37 – III.C
37 – 20 = 17 – II.C
17 – 10 = 7 – II.A
7 – 4 = 3 – I.C
3 – 2 = 1 – I.B
1 – 1 = 0 – I.A.

Deci vom conecta diode numai în punctele reieșite din tabel, iar intrarea în numărătorul V se va face de la ieșirea IV.A.

Conectând astfel diodele, vom realiza o divizare de 1437 de ori. În acest fel, la ieșirea divizorului IV, în cazul acesta la borna IV.A, vom avea semnale cu frecvența de 1200 Hz. Aceasta valoare reiese împărțind 1,724400 (frecvența reglată obținută a cristalului) la 1437 (1724400:1437 = 1200).

În continuare, circuitul integrat V (1/2 MMC4520) divizează cu 10 și obținem la ieșirea lui frecvența de 120 Hz. A doua jumătate a lui MMC4520 divizează cu 11, conform tabelului desfășurat din figura 8.8. Cu ajutorul a două circuite integrate de

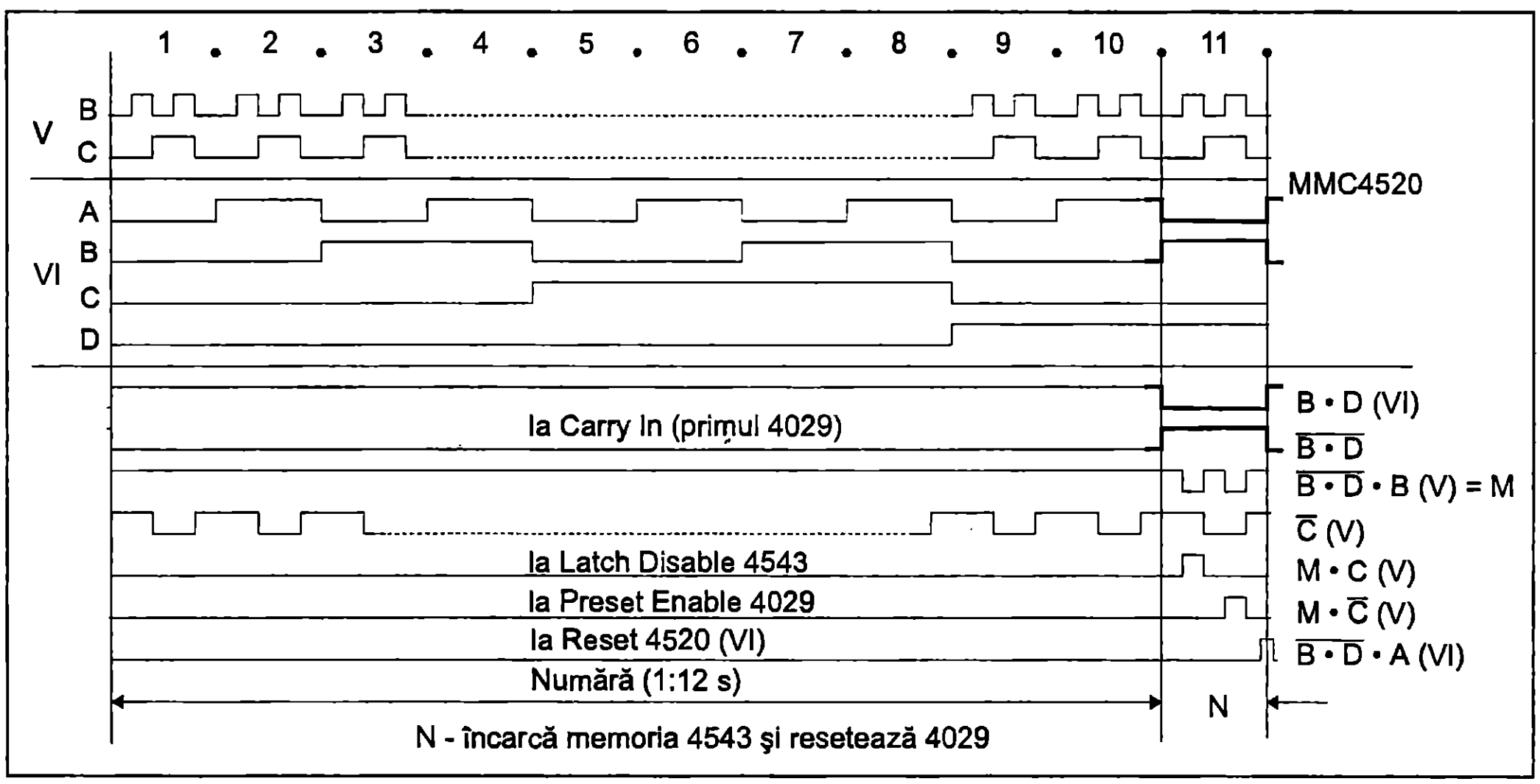


Fig. 8.8

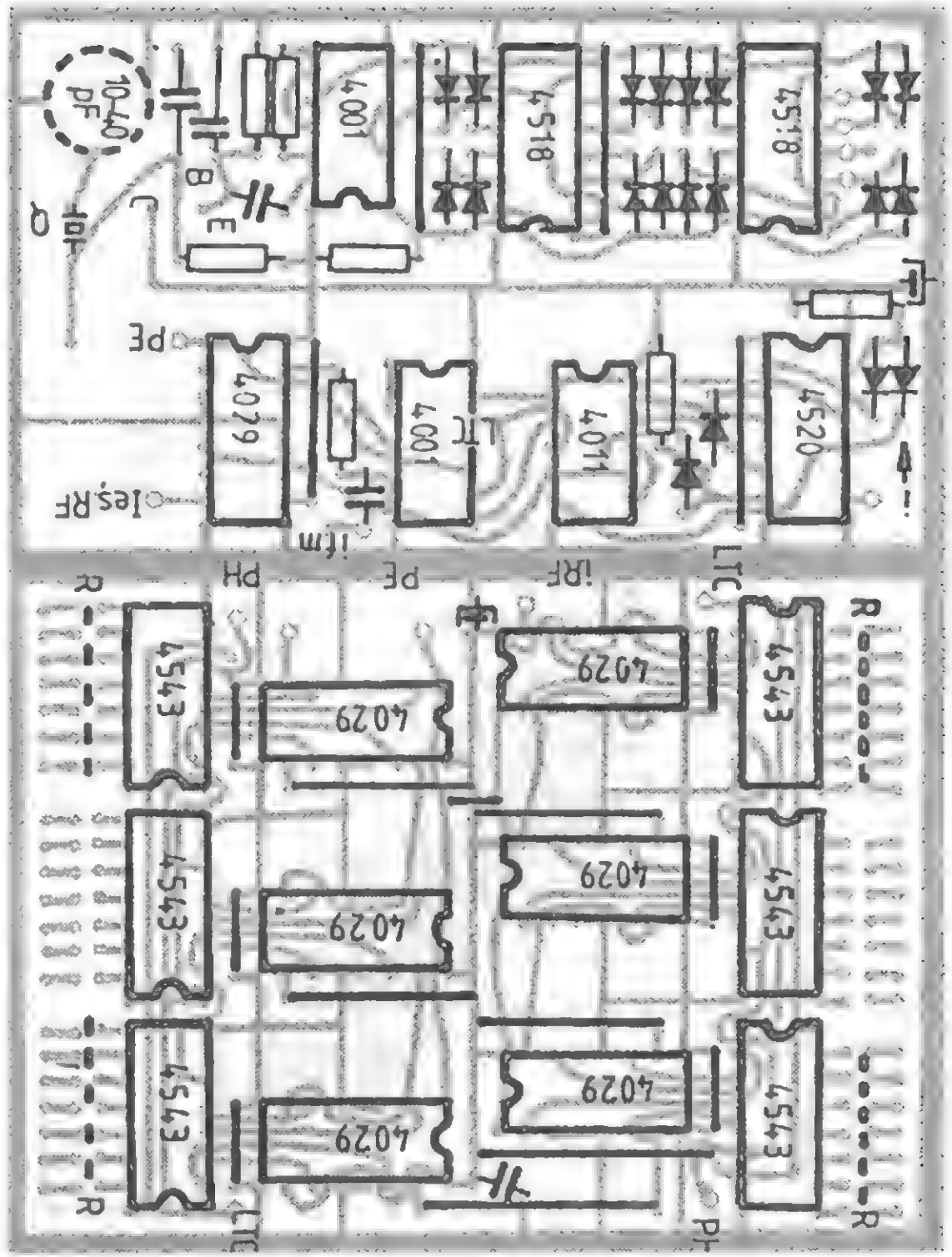


Fig. 8.9

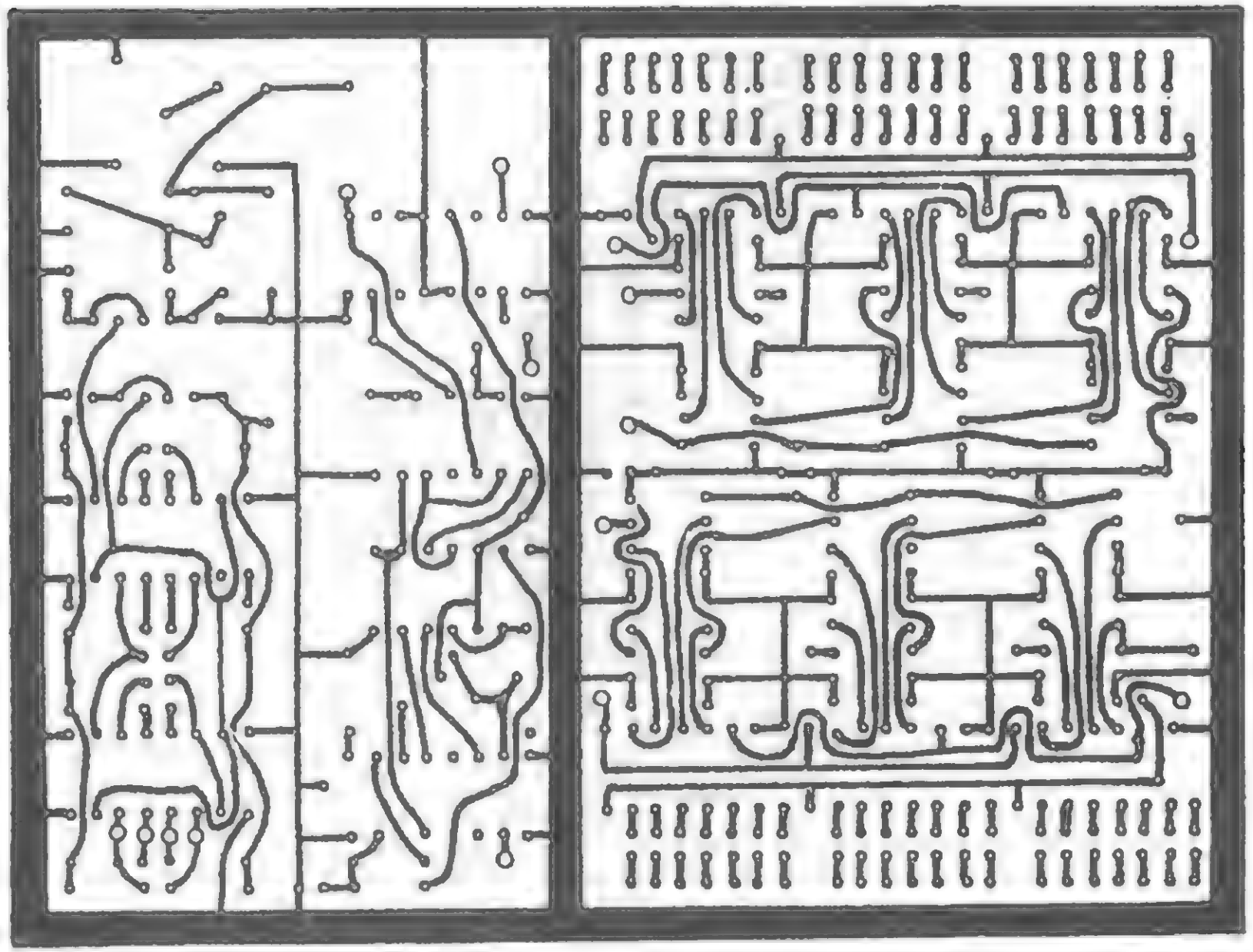
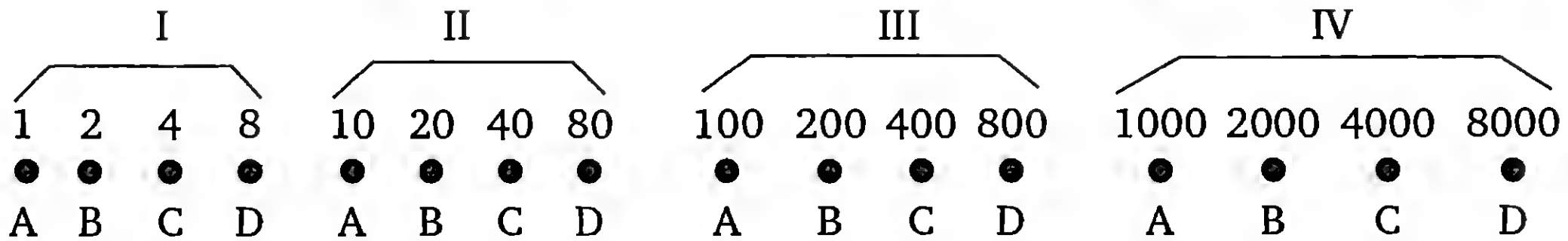


Fig. 8.10



tipul MMC4001 și MMC4011 se realizează celelalte semnale prezentate în tabelul menționat.

Frecvențmetrul se alimentează de la o sursă de 15 V, care trebuie să asigure un consum de 250 mA.

În catalogul firmei producătoare, „Microelectronica", se precizează, că la tensiunea de alimentare de 15 V, circuitele integrate CMOS din seria MMC4XXX au o frecvență minimă de lucru de 11 MHz. Practic, am constatat că unele exemplare din această serie funcționează bine până la 13-14 MHz. Astfel, se va alege dintre circuitele integrate MMC4029 exemplarul cu frecvența de lucru cea mai ridicată și se va monta în locul celui indicat în schema din figura 8.7.

Cablajul se realizează pe o placă de circuit imprimat simplu placat, cu dimensiunile de 12,2 x 9,2 cm. Traseele circuitelor sunt prezentate în figura 8.10.

În figura 8.9 se prezintă modul a amplasare a pieselor. Deoarece s-a ales varianta realizării unui cablaj imprimat numai pe o singură față, pentru comoditatea executării acestuia au fost necesare unele punți conductoare suplimentare.

Formator de semnale

La aparatele de radioamatori care folosesc sistemul de emisie și recepție cu bandă laterală unică (SSB), precum și modul de lucru în telegrafie (CW), sunt necesare, de regulă, două cristale: unul care să genereze semnalul de purtătoare pentru modul SSB, iar cel de-al doilea – semnalul pentru telegrafie. Ultimul trebuie să aibă frecvența mai mare decât primul cu circa 800 Hz.

Montajul prezentat realizează acest lucru folosind un singur cristal de purtătoare. În modul de lucru SSB, frecvența necesară se reglează acționând condensatorul trimer de 10-40 pF, conectat în serie cu cristalul de purtătoare (în cazul de față, cu frecvența de 10,7 MHz).

În regim de telegrafie, prin intermediul comutatorului K_1, diodele varicap BB139 sunt polarizate invers, lucrând astfel ca niște capacități comandate. Acționând asupra potențiometrului semireglabil de 10 k se alege noua frecvență de oscilație a cristalului, care trebuie să fie cu 800 Hz mai mare decât frecvența de lucru în regim SSB. S-a avut în vedere cazul în care se lucrează cu banda laterală superioară.

Pentru ca frecvența de purtătoare pentru telegrafie să poată „străbate" mixerul echilibrat, care generează semnal cu purtătoarea suprimată (DSB), a fost nevoie ca mixerul să fie „dezechilibrat". Acest lucru se face cu ajutorul comutatorului K_2, care aplică tensiunea de 12 V, prin intermediul unui rezistor de 100 kΩ, la priza mediană a înfășurărilor L_2 și L_3.

Bobinele L_1, L_2 și L_3 se realizează pe un tor de ferită cu permeabilitatea magnetică relativ mică, astfel încât să poată lucra corect la frecvența de 10,7 MHz. De o parte a torului se bobinează L_1 (10 spire din conductor CuEm ϕ 0,3 mm), iar în partea opusă, înfășurările L_2 și L_3. Acestea se realizează simultan, din două fire răsucite, din conductor CuEm ϕ 0,3 mm.

Pentru a realiza o suprimare bună a purtătoarei, de ordinul a 300-400 de ori (peste 46 dB), este nevoie ca diodele de mixare, de tip ROD01, să fie identice ca parametri.

Înfășurarea L_1, împreună cu capacitatea conectată în paralel, de 33 pF, trebuie să rezoneze pe frecvența de 10,7 MHz. Rezonanța se obține acționând asupra valorii condensatorului notat cu asterisc (în schemă, cu valoarea de 33 pF).

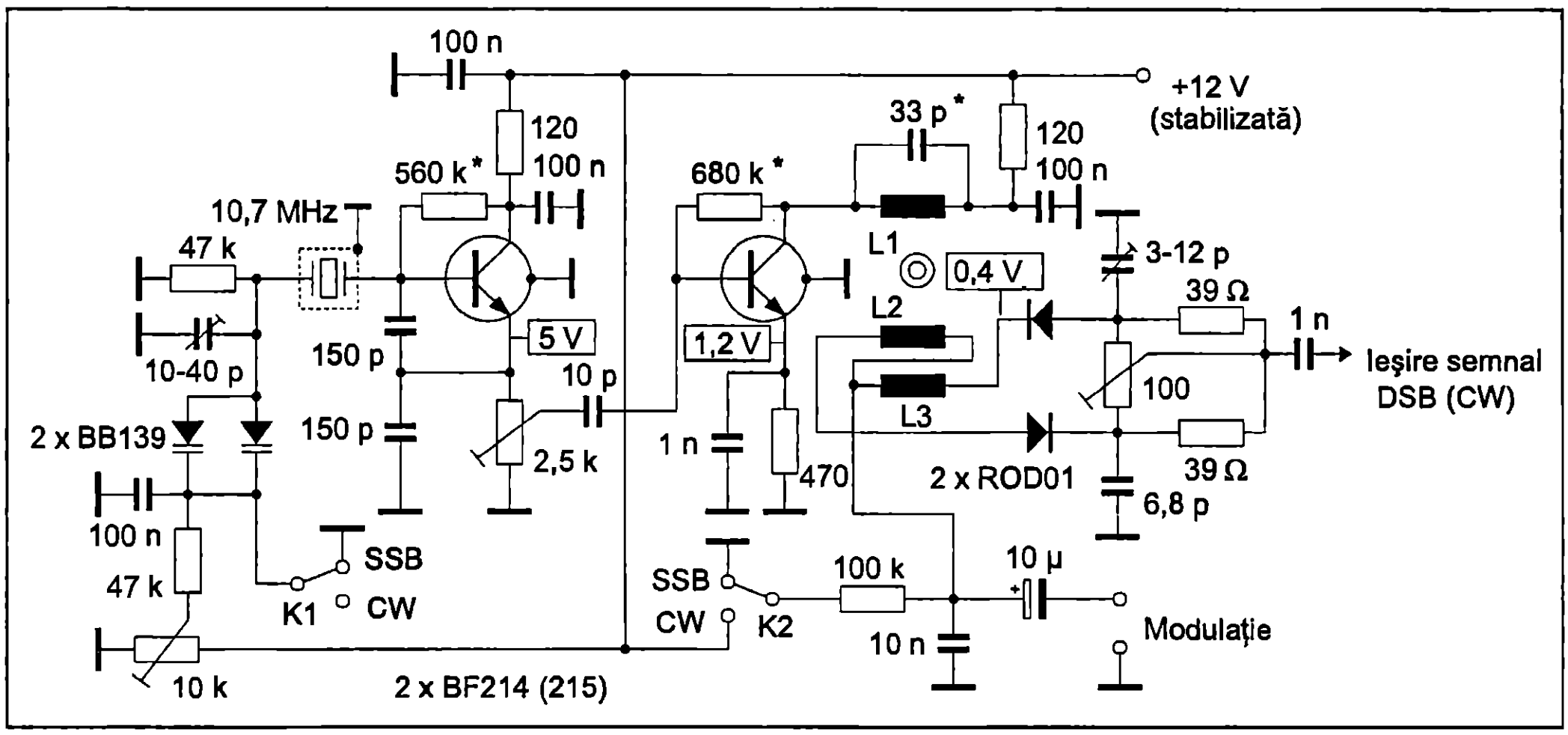


Fig. 8.11

Formatoare de semnale TTL

Frecvențmetrele trebuie să măsoare frecvențe începând de la câțiva hertzi (practic, de la 1 Hz) și până la zeci sau chiar sute de megahertzi. Deoarece semnalele măsurate pot avea diverse forme și amplitudini, la intrarea frecvențmetrelor se intercalează amplificatoare-formatoare de semnale TTL. În schema din figura 8.12 este prezentat un amplificator de curent continuu (cu cuplaj galvanic) care poate măsura semnale cu frecvența începând de la subunități de Hz și până la 10 kHz. Se poate folosi orice tip de tranzistor npn cu siliciu. Cele două diode 1N4148 au rolul de a proteja baza tranzistorului când valoarea semnalului la intrare depășește 500 mV.

Figura 8.13 prezintă un amplificator pentru frecvențe cuprinse între 50 Hz și 10 MHz. Pentru funcționare corectă este nevoie ca la intrare să aplicăm un semnal cu amplitudinea minimă de 20 mV.

Fiecare din cele două montaje prezentate au la ieșire câte un trigger Schmidt.

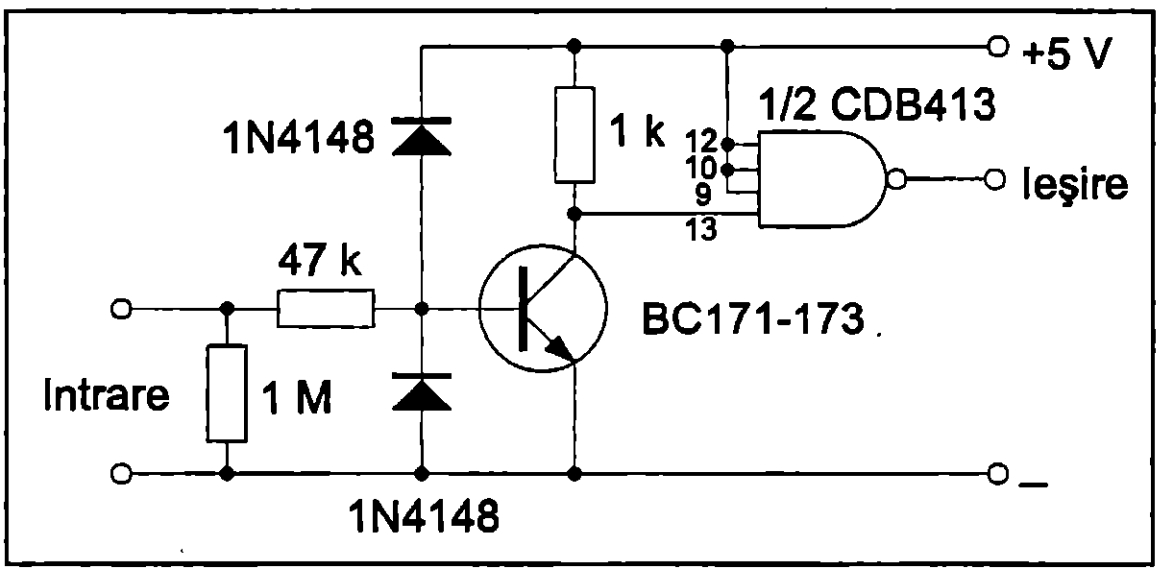


Fig. 8.12

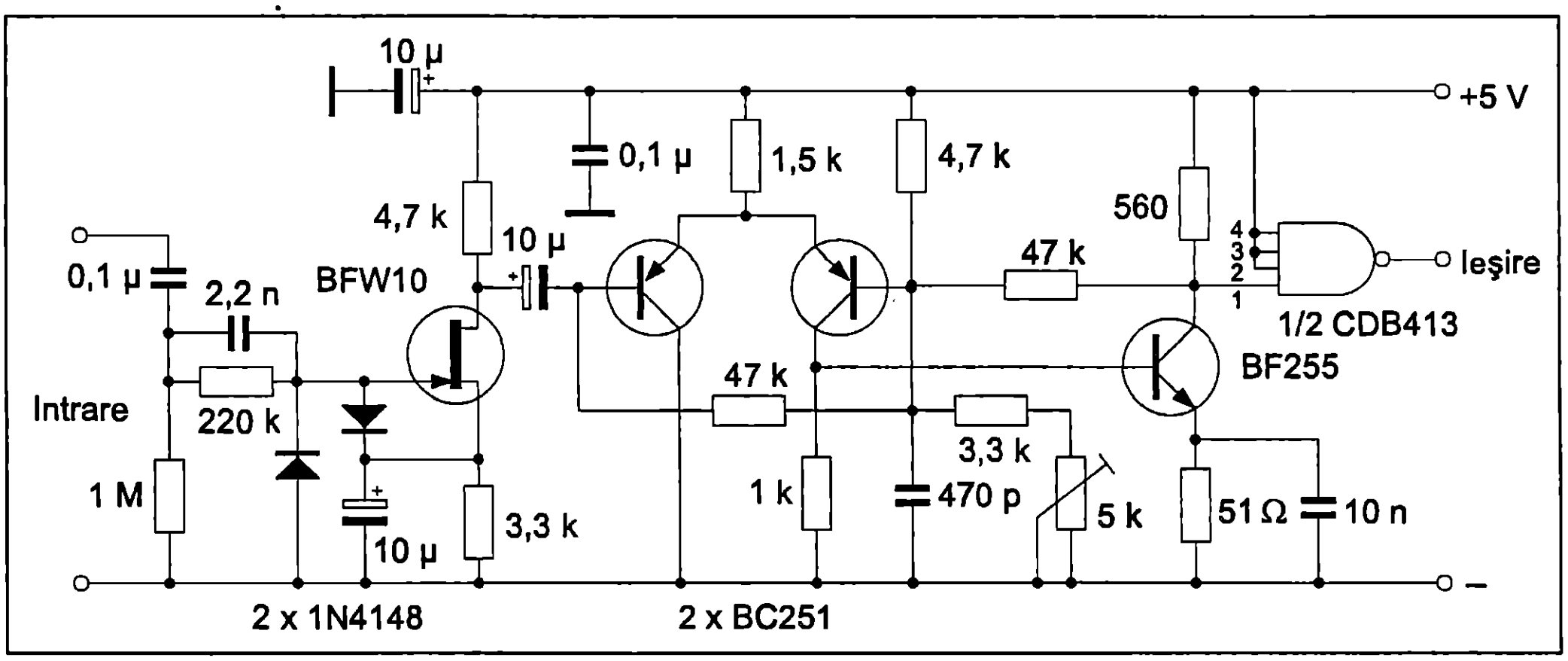


Fig. 8.13

Compresor de bandă

În practica radioamatorilor s-a încetățenit obiceiul de a se folosi compresoare de bandă, care reduc spectrul de frecvențe vocale, emis sau recepționat, în limitele a 2,5-3 kHz. În acest mod, vocea devine mai inteligibilă, iar zgomotul (la recepție) se reduce ca urmare a îngustării benzii recepționate. La emisie se îngustează banda ocupată deoarece energia radiază numai în acest spectru util.

Amplificatorul cu spectru de bandă redus prezentat (fig. 8.14) conține două etaje de amplificare cu două tranzistoare cu siliciu de tip pnp (BC177, BC251). A fost folosită această soluție pentru a realiza un montaj cu plusul la masă. În cazul în care avem nevoie de un montaj cu minusul la masă se vor folosi tranzistoare cu siliciu de tip npn (BC107, BC171). În acest caz se vor inversa și conexiunile condensatoarelor. Valoarea semnalului aplicat la intrare nu trebuie să depășească 100 mV. La emisie, acest amplificator va fi intercalat în circuitul microfonului, iar la recepție, între detector și amplificatorul de ascultare.

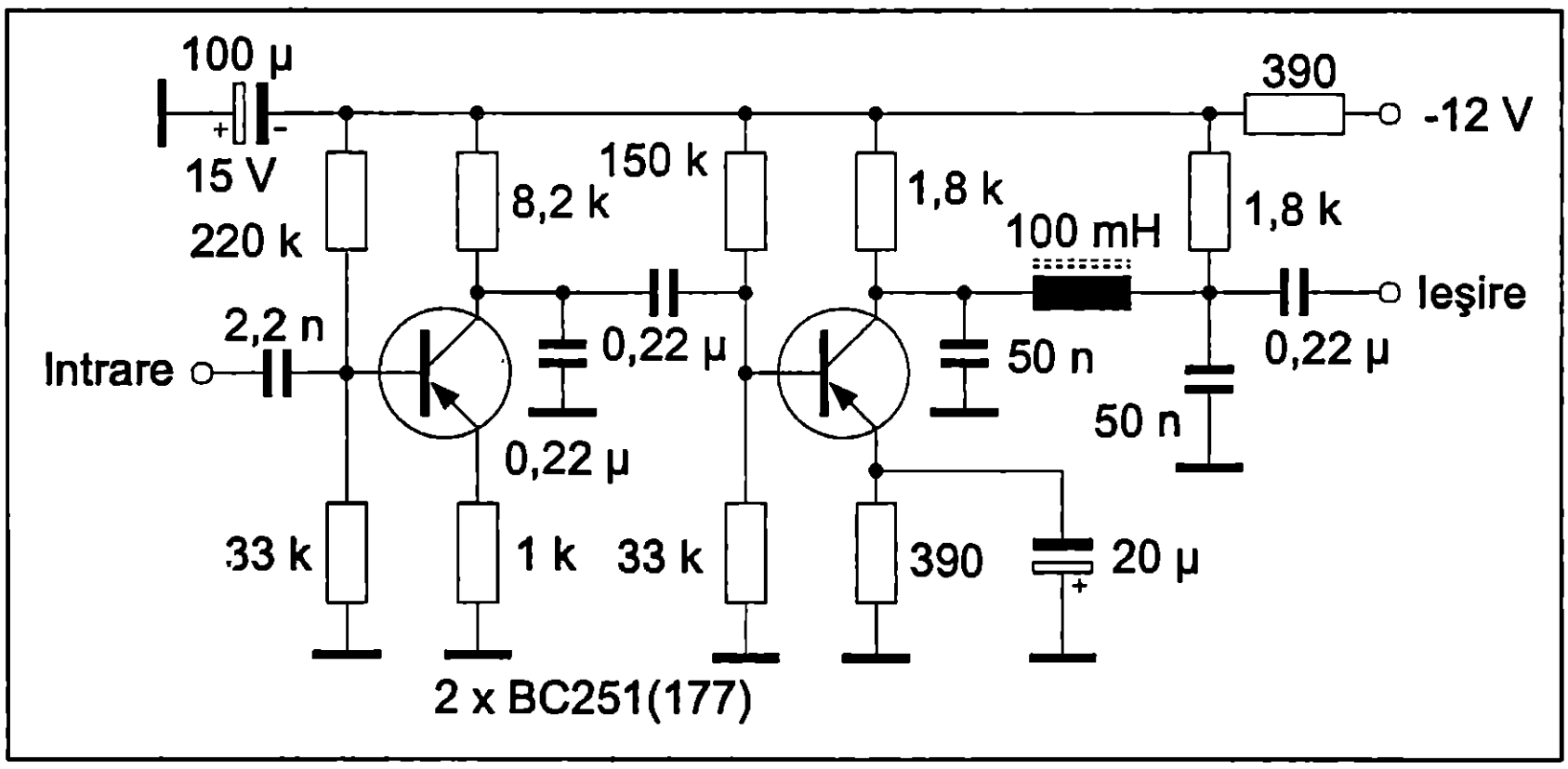


Fig. 8.14

Generator – două tonuri

Util pentru reglarea amplificatoarelor AF, dar și pentru emițătoare SSB, acest generator este deosebit de simplu (fig. 8.15).

Este compus din două etaje care au circuitul de reacție de tip dublu T. Aceste circuite fiind foarte selective, frecvențele generate sunt foarte exacte.

Frecvențele produse sunt de 1400 Hz și 2000 Hz.

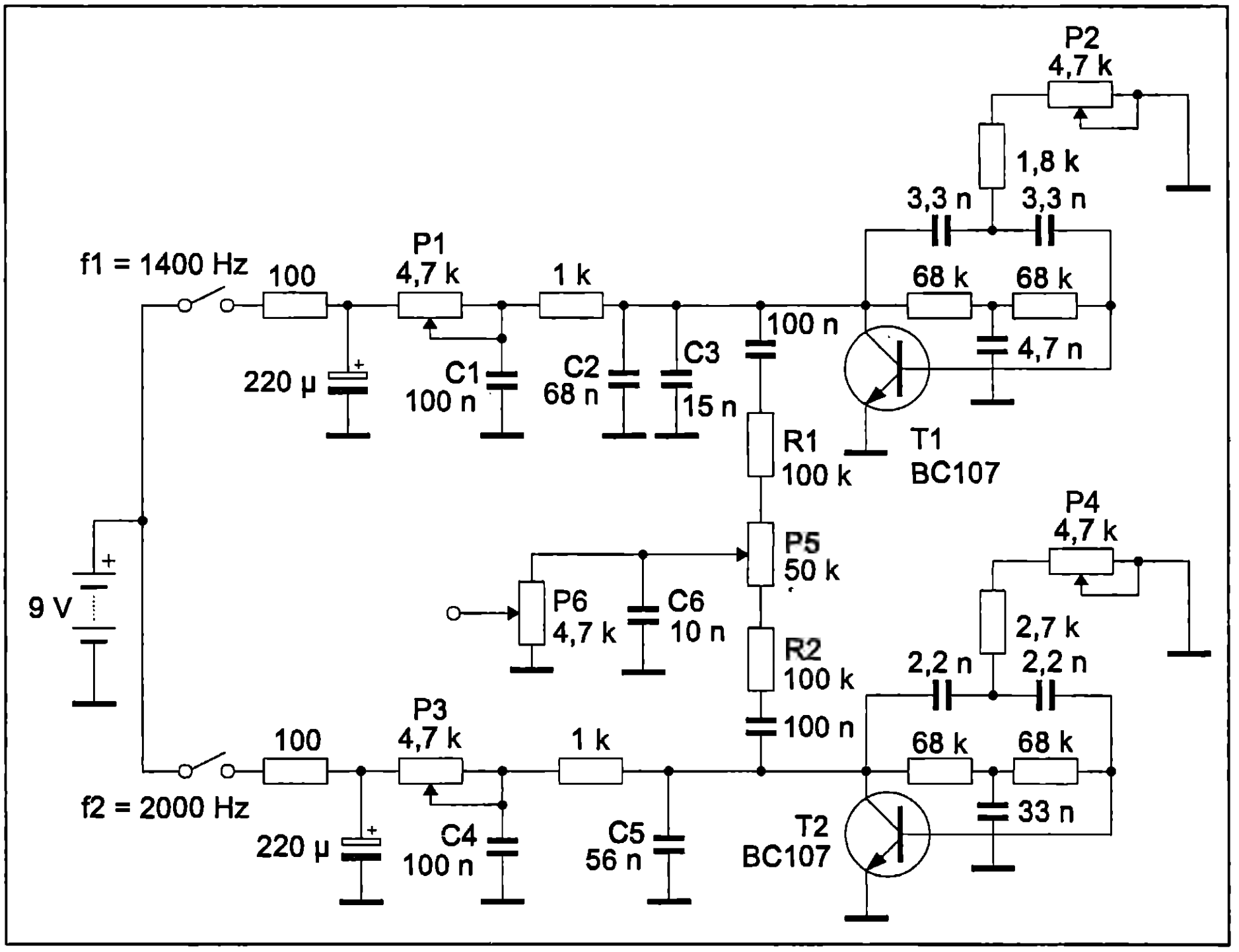


Fig. 8.15

Tester

Montajul poate pune în evidență prezența unor semnale cu frecvențe de la 10 Hz la 10 MHz, raportul a două indicații succesive fiind 1:10.

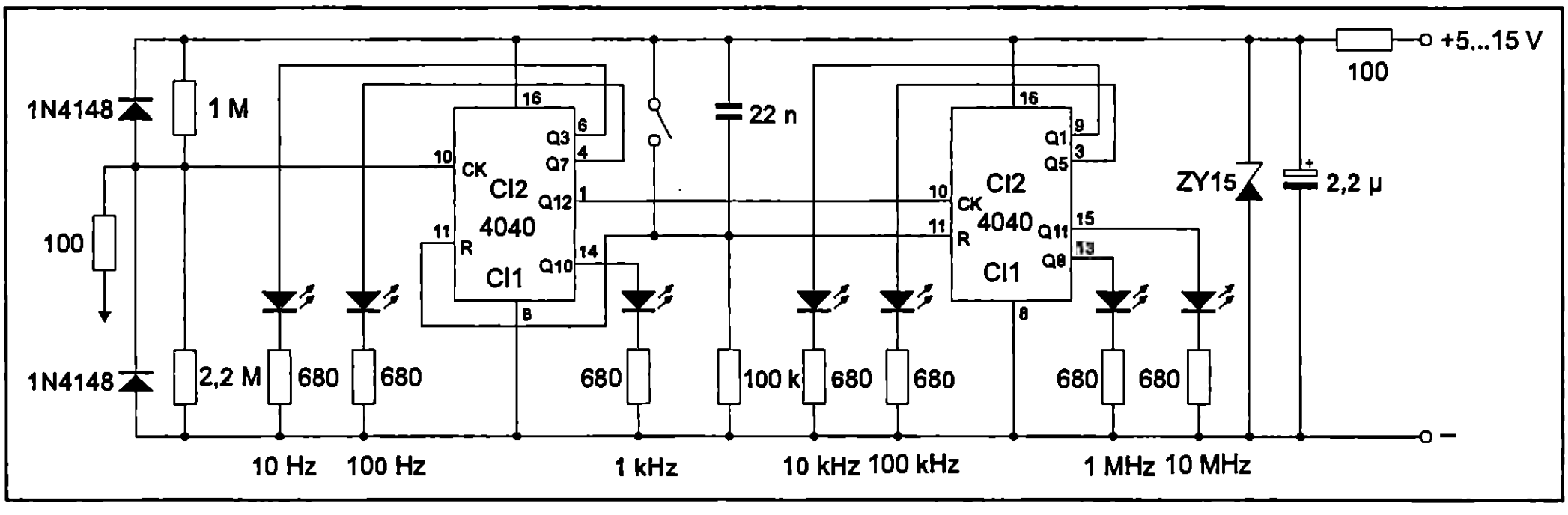


Fig. 8.16

Cele două circuite CMOS asigură afișarea acestor frecvențe cu ajutorul unor LED-uri.

Alimentarea se face din orice tip de sursă, dar tensiunea maximă de alimentare este de 15 V. Schema este prezentată în figura 8.16.

Punte RF

Acordarea antenelor este o problemă destul de dificilă și întotdeauna implică utilizarea unor aparate specializate.

Puntea prezentată este foarte simplă și nu necesită componente specializate (figura 8.17).

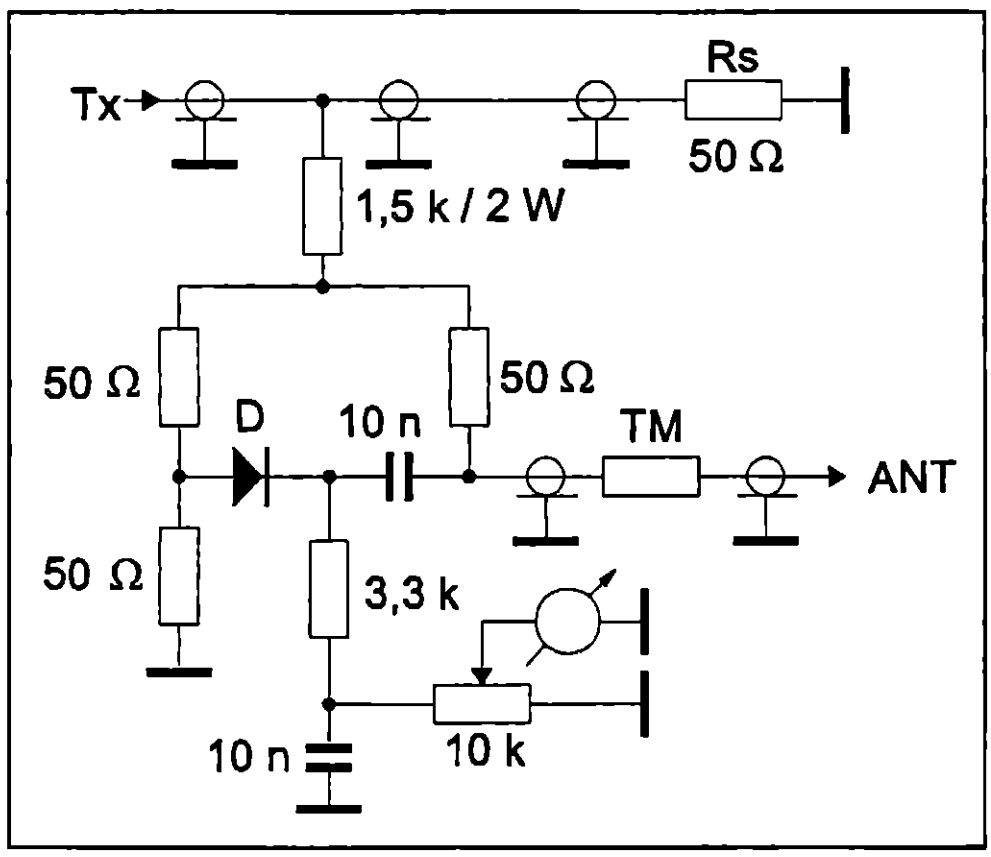


Fig. 8.17

Elementul principal îl constituie sarcina artificială, care trebuie să fie dimensionată în funcție de puterea debitată.

Datele din schemă corespund unor impedanțe de sarcină de 50 Ω , dar înlocuind toate rezistențele de 50 Ω cu 75 Ω puntea devine utilizabilă pentru această valoare.

Rezistența de sarcină artificială pentru puteri de până la 5 W se poate realiza din trei rezistențe de 150 Ω / 2 W, legate în paralel. Reamintim că aceste rezistențe trebuie să fie pur ohmice, deci nu se admite tipul bobinat.

Combinând paralel-serie 12 rezistențe de 150 Ω se poate obține o sarcină de 50 Ω / 24 W și combinarea poate continua pentru sarcini de puteri mari.

De la sarcina de 50 Ω, printr-o rezistență de 1,5 kΩ / 2 W se preia o parte din energie și se aplică punții propriu-zise, care are trei brațe formate din rezistențe de 50 Ω și un braț compus din elementul de acord al antenei TM și antenă.

Dioda D, de preferat cu germaniu, va detecta tensiunea ce apare la dezechilibrul punții.

Manevrând elementul de acord TM, care poate fi un transmach sau un alt tip, semnalul detectat trebuie să fie foarte mic sau să dispară. În acel moment, antena este adaptată la 50 Ω.

La antenele VHF și UHF, în locul elementului TM se manevrează chiar elementul propriu de acord al antenei, care este linia de acord sau punctul de cuplare a cablului coaxial.

În această punte, rezistențele de 50 Ω sunt formate din câte două rezistențe de 100 Ω / 0,125 W, legate în paralel.

Dacă puterea emițătorului nu oferă energie suficientă punții, se poate reduce valoarea rezistenței de 1,5 kΩ la 1 kΩ.

Verificator de cuarțuri

Schema din figura 8.18 este formată din etajul oscilator și voltmetrul indicator.

Avantajul schemei constă în faptul că pot fi verificate atât cuarțuri cu frecvența de oscilație sub 100 kHz, cât și cuarțuri cu frecvența de 100 MHz.

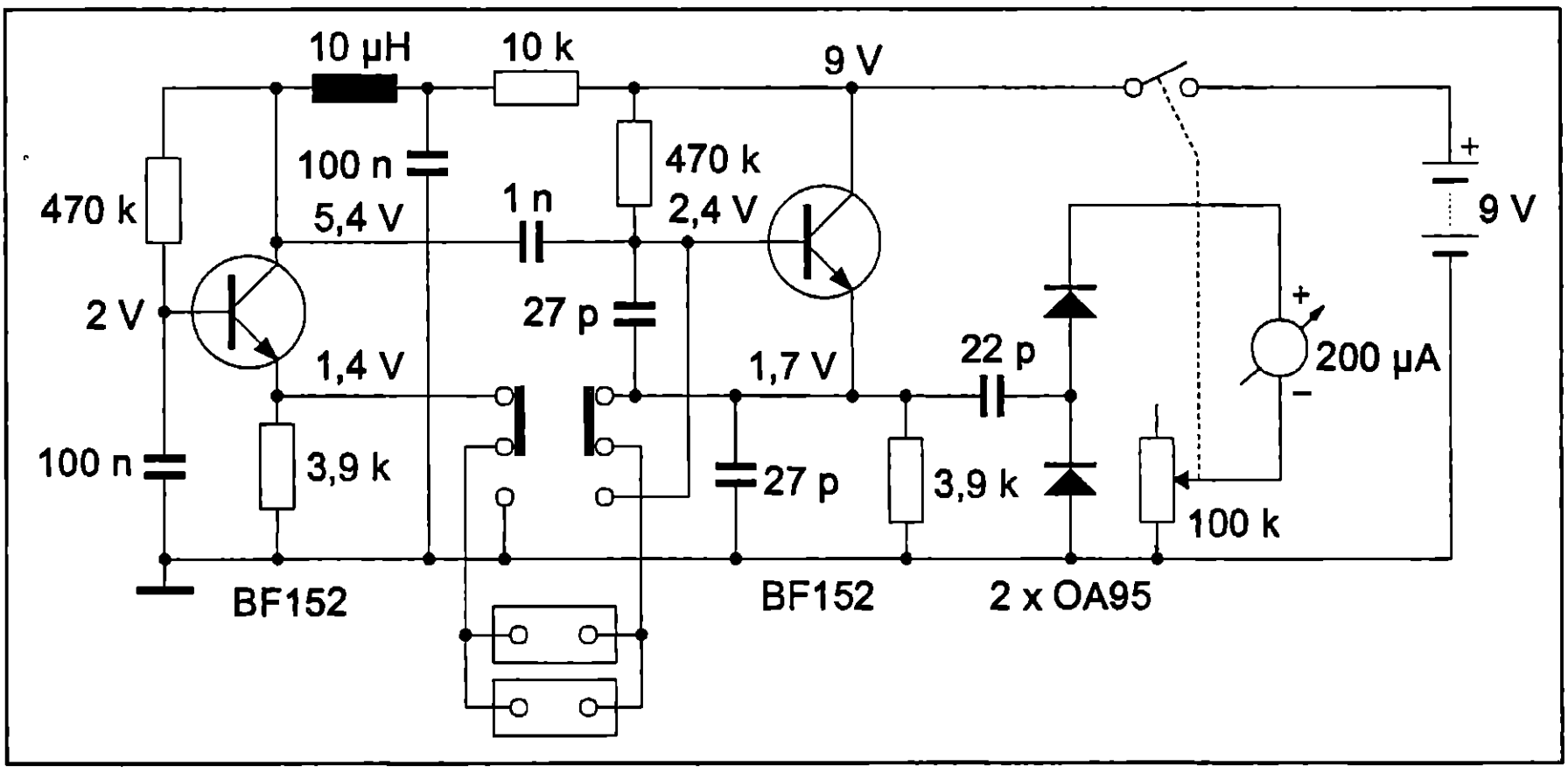


Fig. 8.18

Dip-metru

Montajul (figura 8.19) folosește, în locul condensatorului variabil, acordul cu diode varicap BB105. Principiul de funcționare este cel cunoscut.

Cu dimensiunile bobinelor date în figură se lucrează în benzile de 190-305 MHz, 290-470 MHz și 340-510 MHz.

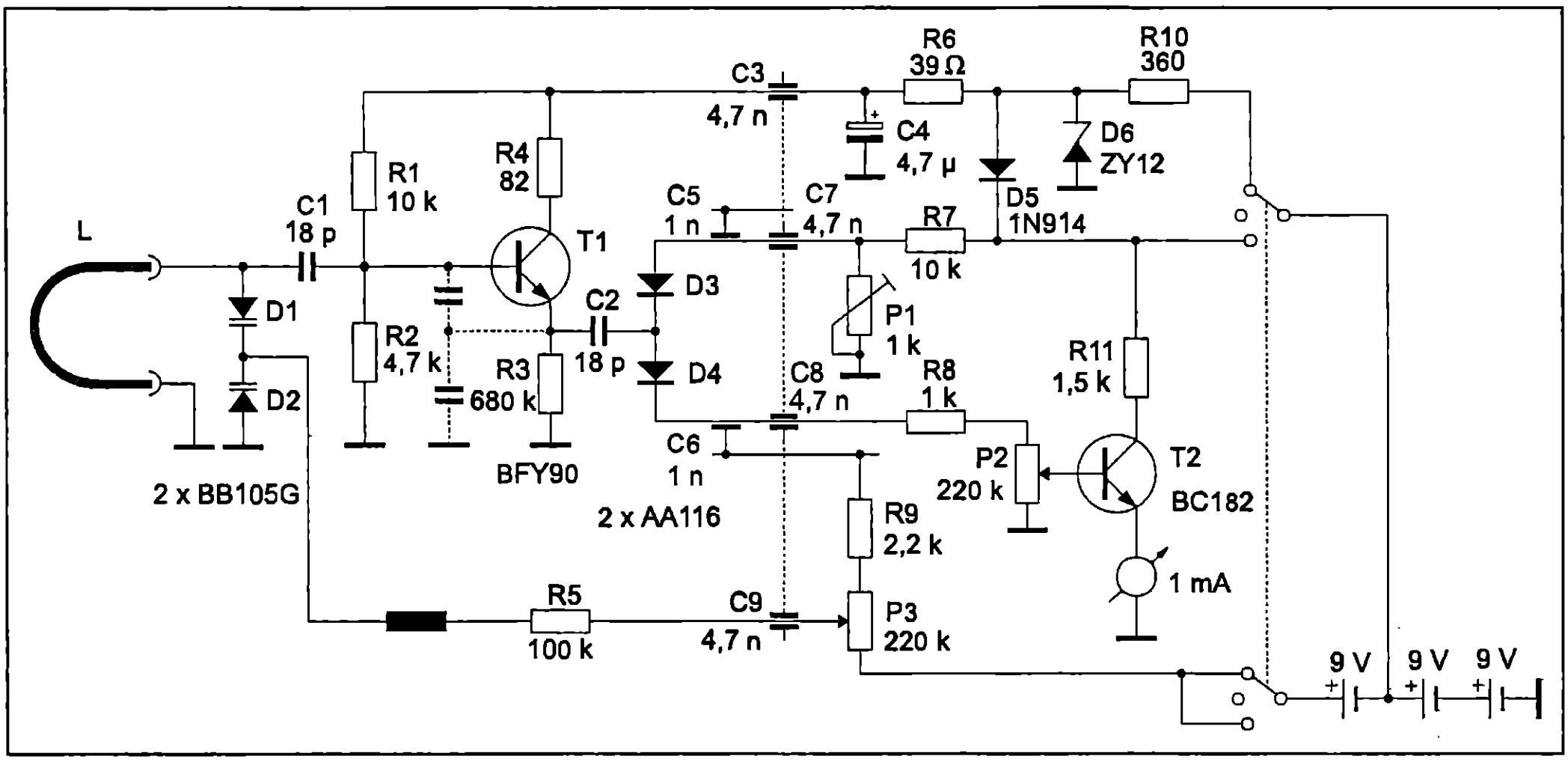


Fig. 8.19

Filtru CW

Pentru recepționarea semnalelor telegrafice în condiții de interferență se poate folosi cu succes filtrul trece-bandă prezentat în figura de mai jos. Conectarea se face între aparatul de recepție și cască.

Elementele componente LC sînt calculate pentru 1000 Hz. Lărgimea de bandă a filtrului este de 200 Hz la –3 dB. La un dezacord de 200 Hz, atenuarea este de 30 dB, iar la un dezacord de 400 Hz, atenuarea este de 45 dB. Atenuarea este simetrică față de frecvența centrală. Oscilatorul de bătăi al receptorului se va regla în așa fel încât tonul CW util să fie de 1 kHz. În acest caz, celelalte posturi care produc QRM sunt mult atenuate sau dispar complet.

După cum se vede din schemă, valorile condensatoarelor sunt nestandardizate (5,31 μF și 26,5 nF). Se vor respecta exact aceste valori, care se vor obține legând în paralel mai multe condensatoare sortate și măsurate cu ajutorul unei punți. De asemenea, valoarea inductanțelor este critică și trebuie măsurată cu ajutorul punții. Bobinele au miez de ferită tip oală. L_1 are 85 de spire din sârmă de CuEm ϕ 0,6 mm, pe miez 28 x 23 mm, iar L_2 are 950 de spire din sârmă CuEm ϕ 0,2 mm pe miez ϕ 34 x 28 mm.

Numărul spirelor este dat informativ, fiind în funcție de calitatea feritei. Numărul exact de spire necesar se determină cu puntea de măsurat inductanțe, până la obținerea exactă a inductanței prescrise (L_1 = 4,77 mH, L_2 = 955 mH).

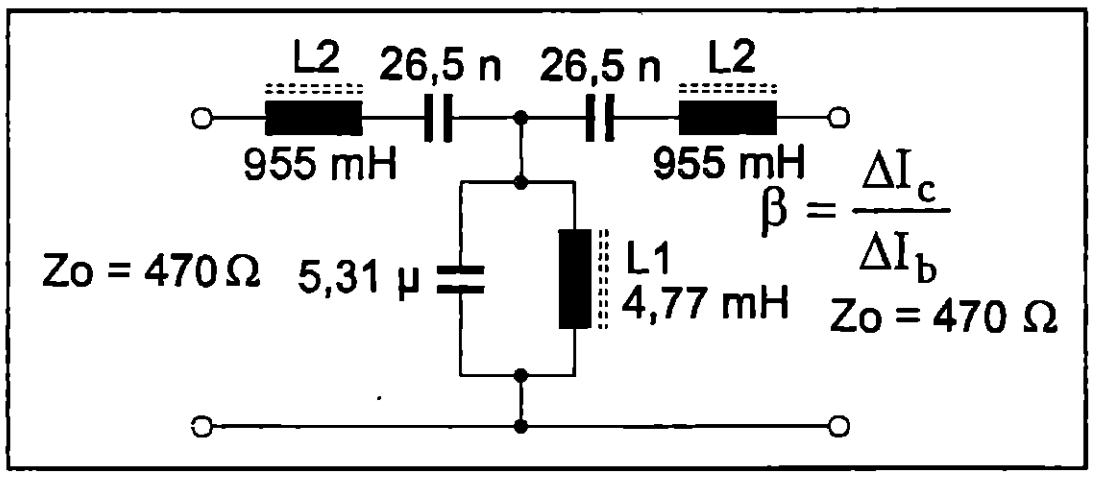


Fig. 8.20

Aparat pentru măsurarea parametrilor componentelor

Aparatul prezentat permite măsurarea unor parametri ai următoarelor tipuri de dispozitive semiconductoare: tranzistoare, diode detectoare, diode redresoare și diode Zener. Pentru tranzistoare se pot măsura curentul invers de colector, I_{cb0}, curentul invers de emitor, I_{eb0}, și coeficientul de amplificare în montaj cu emitorul la masă, β. Se pot măsura tranzistoare pnp și npn, atât cu germaniu, cât și cu siliciu. Pentru diode redresoare se pot măsura rezistența inversă și tensiunea inversă maximă care se poate aplica pe diodă (măsurare nedistructivă). La diode Zener se măsoară tensiunea de stabilizare, U_z. Aparatul se alimentează de la rețeaua de 220 V și are inclus un redresor stabilizat cu diode Zener. Este realizat într-o cutie din material plastic cu dimensiunile de 250 x 190 x 80 mm. Pe panoul frontal se află montate: instrumentul de măsurare, cu sensibilitatea de 100 μA, care are prevăzute două scale de măsurare gradate, între 0-100 diviziuni și 0-300 diviziuni; trei claviaturi: una cu șase clape, pentru selectarea măsurării lui β, I_{cb0}, I_{eb0}, U_{inv}, R_{inv} și U_z; a doua, cu două clape, pentru tranzistoare npn/pnp, și ultima claviatură, cu două taste, pentru schimbarea domeniului de măsurare a lui β, între 0-100 și 0-300; trei potențiometre pentru reglaje „ZERO“ și „ZERO FIN“,

precum și pentru reglarea tensiunii U_{inv} care se aplică pe diodele redresoare; două borne pentru conectarea diodelor supuse măsurării; un soclu pentru tranzistoare (similar cu cele folosite la receptoarele portabile); întrerupătorul pentru tensiunea de rețea și o lampă cu neon.

Măsurarea parametrului β

Pentru a înțelege mai ușor principiul folosit, redăm numai partea din schemă care se folosește la măsurarea lui β (figura 8.22).

S-a luat ca exemplu un tranzistor cu structură pnp. Cu ajutorul potențiometrelor P_1 și P_2 se aduce acul instrumentului de măsură la indicația zero. În circuitul de colector se află conectată o rezistență de 6 kΩ (R_{12}), alimentată de la borna de 12 V. În momentul în care curentul de colector va avea valoarea de 1 mA, căderea de tensiune la bornele rezistenței R_{12} va fi de 6 V. Deoarece miliampermetrul este conectat între colector și borna de –6 V, în momentul în care tensiunea de colector va fi de –6 V (față de emitor), instrumentul va indica valoarea ZERO, iar în acest moment prin tranzistor va circula un curent de 1 mA. Se știe că β reprezintă raportul dintre variația curentului de colector și variația curentului de bază:

$$\beta = \frac{\Delta I_c}{\Delta I_b}$$

Dacă vom injecta în circuitul bazei un curent de 10 μA cu ajutorul rezistenței R_7, de 1,2 MΩ, și al tastei 19, și presupunând că factorul de amplificare β este 100, curentul de colector va crește cu 1 mA. ($\Delta I_c = \beta\, \Delta I_b = 100 \cdot 0{,}01 = 1$ mA.) Dacă instrumentul are 100 de diviziuni, atunci vom citi direct pe scara instrumentului valoarea lui β.

Pentru valori ale lui β mai mari de 100 se folosește scara 0-300, prin apăsarea tastei 18, care conectează în paralel pe instrument rezistența R_{11}. Măsurarea tranzistoarelor cu structură npn se face acționând butonul care produce comutarea simultană a contactelor 14, 15, 16 și 17. În acest fel se inversează polaritatea tensiunilor de alimentare și a instrumentului de măsură.

Măsurarea parametrilor I_{cb0} și I_{eb0}

Schemele simplificate ale circuitelor de măsurare a acestor parametri sunt prezentate în figurile 8.23 și 8.24.

După cum se observă din cele două scheme, se măsoară curentul care trece prin joncțiunea bază-colector, în conducție inversă, în montaj cu emitorul în gol și, respectiv, cel al joncțiunii bază-emitor, cu colectorul în gol. Tasta corespunzătoare lui I_{cb0} nu are nici un contact activ și este folosită numai pentru trecerea celorlalte cinci taste în poziție de repaus (clapele spre exterior).

Măsurarea tensiunii inverse maxime a diodelor redresoare

În figura 8.25 este prezentată schema electrică a circuitului realizat pentru măsurarea tensiunii maxime inverse care se poate aplica unei diode redresoare. Măsurarea se face în regim dinamic (în condiții reale de redresare) și nedistructiv.

Când dioda de măsurat D_x (vezi figura 8.25) nu este conectată la bornele de măsură, circuitul instrumentului este nealimentat. Când se conectează dioda D_x, condensatorul C_2 se va încărca până la o tensiune egală cu $1{,}41U_{ef}$, unde U_{ef} este

tensiunea culeasă de cursorul potențiometrului P_1, de 100 kΩ (se presupune că tensiunea de la rețea este sinusoidală). Circuitul de încărcare este format din dioda D_x în serie cu dioda D_1 și, bineînțeles, condensatorul C_2. Dioda D_1 este o diodă redresoare cu siliciu cu tensiunea inversă admisibilă de ordinul a 50 V sau mai mult. Aici este important ca ea să aibă o rezistență inversă cât se poate de mare, de ordinul a 100-200 MΩ.

În timpul încărcării condensatorului C_2, deci atunci când circulă curentul direct I_{dir}, circuitul instrumentului este blocat datorită prezenței diodei D_2 (de același tip cu D_1), care este conectată în sens invers. După ce tensiunea la bornele condensatorului C_2 a atins valoarea maximă, tensiunea instantanee la borna diodei D_x (cea dinspre cursorul lui P_1) începe să scadă și, la un moment dat, ajunge la o valoare egală cu $U_{inv\,max} = 2 \times 1{,}41 \times U_{ef.}$ Dacă dioda D_x prezintă o oarecare rezistență inversă, atunci va circula și un curent invers.

În această situație, curentul invers I_{inv} va străbate circuitul format de microampermetru și dioda D_2 și nu va trece prin dioda D_1, care, în această situație, este polarizată în sens invers. Microampermetrul va măsura numai curentul invers al diodei redresoare.

Dacă la bornele înfășurării secundare de la care se alimentează potențiometrul P_1 (rezistența R_{13} având rol de protecție) va fi o tensiune de 250 V, atunci diodei D_x i se poate aplica o tensiune alternativă în limitele 0-250 V. Pentru o tensiune intermediară, de exemplu, de 100 V, tensiunea maximă inversă la care este supusă dioda va fi: $U_{max\,inv} = 2{,}82 \times U_{ef} = 2{,}82 \times 100\,V = 282\,V$. În cazul valorii extreme, de 250 V, această tensiune va fi de ordinul a 700 V. Măsurarea propriu-zisă se face astfel: se ia o diodă redresoare – de exemplu, cu germaniu. Se pune potențiometrul P_1 în poziția de minim (0 V). Se conectează dioda la bornele de măsurare, în sensul indicat. Se alimentează aparatul cu tensiunea de rețea. Se ridică încet tensiunea aplicată diodei, acționând asupra lui P_1. Vom observa cum curentul invers va crește lent o dată cu creșterea tensiunii aplicate, iar la un moment dat va avea tendința să crească mult mai rapid.

Vom citi valoarea tensiunii indicate de poziția potențiometrului (în prealabil, scara potențiometrului a fost gradată direct în volți cu ajutorul unui voltmetru de comparare).

Dacă, de exemplu, acest fenomen de creștere rapidă a curentului invers a apărut la o tensiune de 500 V (indicată de poziția lui P_1), atunci din această valoare vom scădea circa 25-30 % și vom obține valoarea la care dioda poate funcționa timp îndelungat. În cazul exemplului nostru, această valoare va fi de 350-375 V. Deci aceasta va fi valoarea maximă care poate fi aplicată diodei respective. Procentul de 25-30% este zona de siguranță pe care trebuie neapărat să o respectăm. Dacă am ajuns la concluzia (ca în exemplul de mai sus) că dioda poate rezista timp îndelungat la o tensiune inversă de 350 V, atunci într-un montaj de redresare monoalternanță se poate aplica o tensiune alternativă egală cu: $U_{ef} = U_{max} / 2{,}82 = 350/2{,}82 = 124$ V. Dacă se folosește un montaj în punte, această valoare va fi: $U_{ef} = U_{max} / 1{,}41 = 248$ V.

Măsurarea rezistențelor

În acest caz, instrumentul se leagă în serie cu rezistența R_4 de la sursa stabilizată de 6 V și, bineînțeles, cu rezistența supusă măsurării, R_x. Valoarea lui R_4 se reglează astfel încât atunci când R_x este zero, instrumentul să indice valoarea maximă. Apoi se gradează scara kiloohmilor folosind rezistențe cu valori cunoscute și cu precizia de minim 5%. Așa se poate măsura rezistența inversă a diodelor și a joncțiunilor tranzistoarelor. În acest fel putem depista eventualele scurtcircuite între electrozi.

Măsurarea tensiunii Zener

Figura 8.26 prezintă circuitul de măsurare a tensiunii U_z. Instrumentul înseriat cu R_5 și R_3 este un voltmetru. Valoarea lui R_5 se alege astfel încât instrumentul să indice valoarea (în volți) a tensiunii de la bornele lui C_1, care este de ordinul a 24-25 V, pe scala de 0-30 V. Dacă la bornele de măsurare se conectează o diodă Zener, voltmetrul va indica tensiunea de la bornele diodei. Restul tensiunii va cădea pe rezistența R_3. Se pot măsura diode Zener cu o tensiune stabilizată de maximum 21-22 V (această valoare trebuie să fie cu cel puțin 2 V mai mică decât tensiunea de alimentare, în cazul nostru, 24-25 V).

În tabel sunt prezentate cele trei claviaturi (una cu 6 clape și două cu câte 2 clape) și contactele care se realizează în diferitele situații.

Măsurarea parametrului β se efectuează astfel: se apasă tasta pnp sau npn (corespunzătoare tipului tranzistorului). Se apasă tasta β × 100 (vom citi indicațiile valorii lui ß pe scara 0-100). Se apasă tasta „β". Se conectează rețeaua.

Cu ajutorul potențiometrului P_2 (ZERO FIN) și P_3 (ZERO) se reglează poziția acului instrumentului astfel încât să arate valoarea zero pe scară. Se apasă tasta 19, care închide contactul numai cât timp este ținută apăsată. Se citește direct pe scara instrumentului valoarea lui β.

Se prezintă încă un exemplu de măsurare, și anume determinarea tensiunii U_z. Se apasă tasta U_z. Se pornește aparatul. Acul indicator va arăta valoarea de circa 24-25 V (tensiunea redresorului). Se conectează dioda Zener. Indicația acului instrumentului va fi egală cu tensiunea de la bornele diodei Zener, citită pe scara de 0-30 V.

CLAVIATURA	1						2		3	
Indicația	β	I_{cb0}	I_{eb0}	$U_{inv.\ max.}$	$R_{inv.}$	U_z	pnp	npn	β × 100	β × 300
Contactele acționate	1	–	5	6	10	12	14	–	–	18
	2			7	11	13	15			
	3			8			16			
	4			9		20	17			

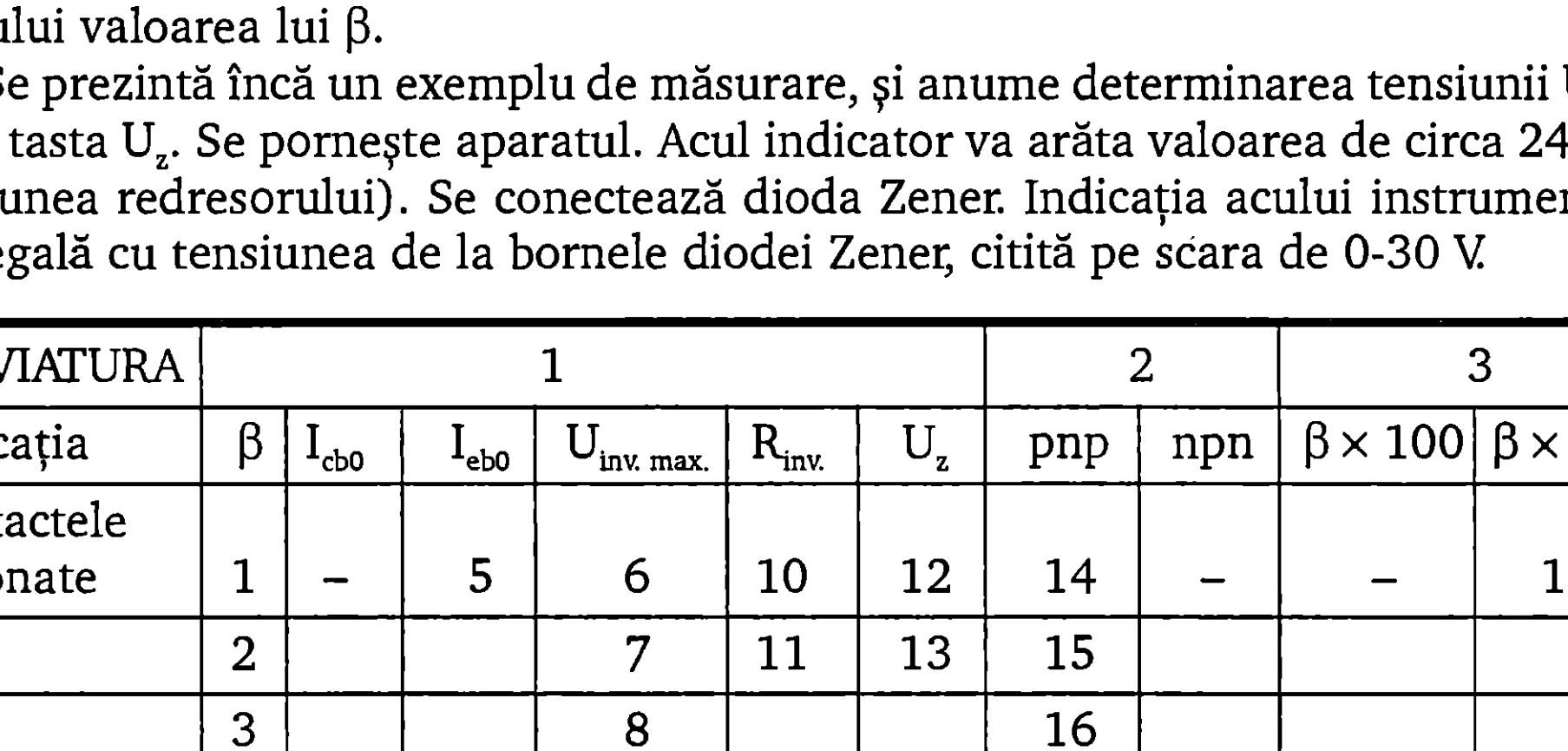


Fig. 8.21

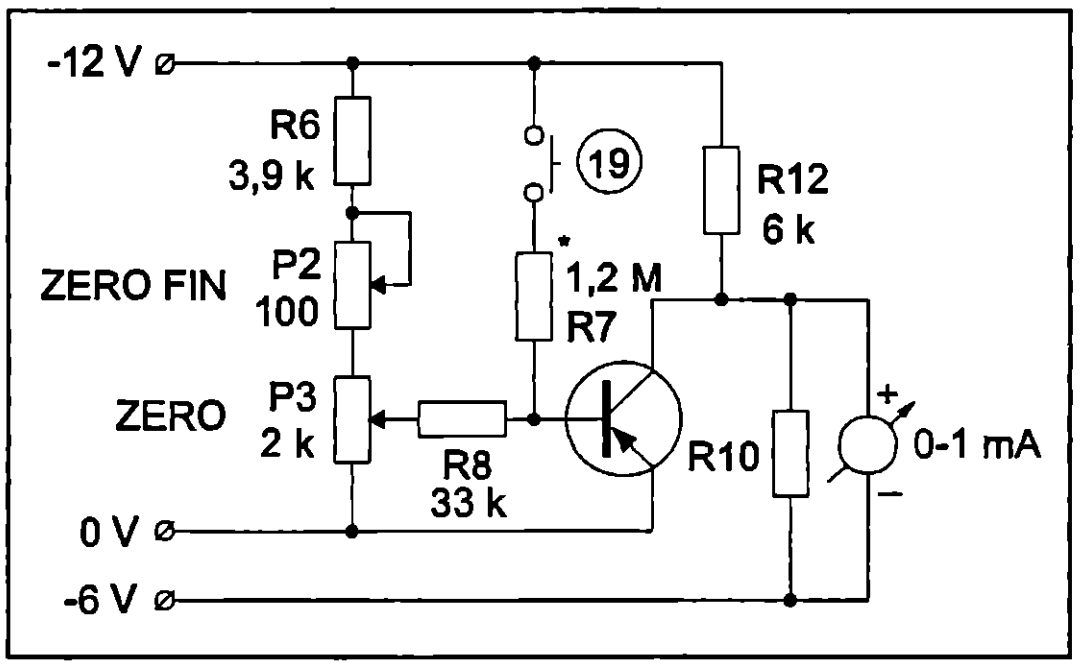


Fig. 8.22

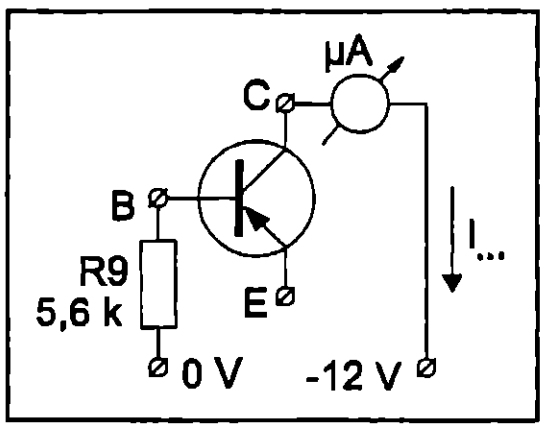


Fig. 8.23

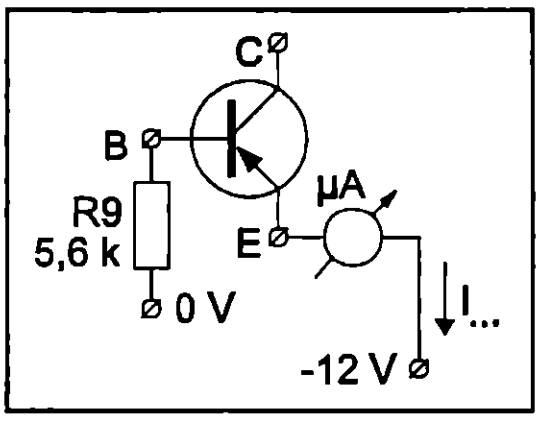


Fig. 8.24

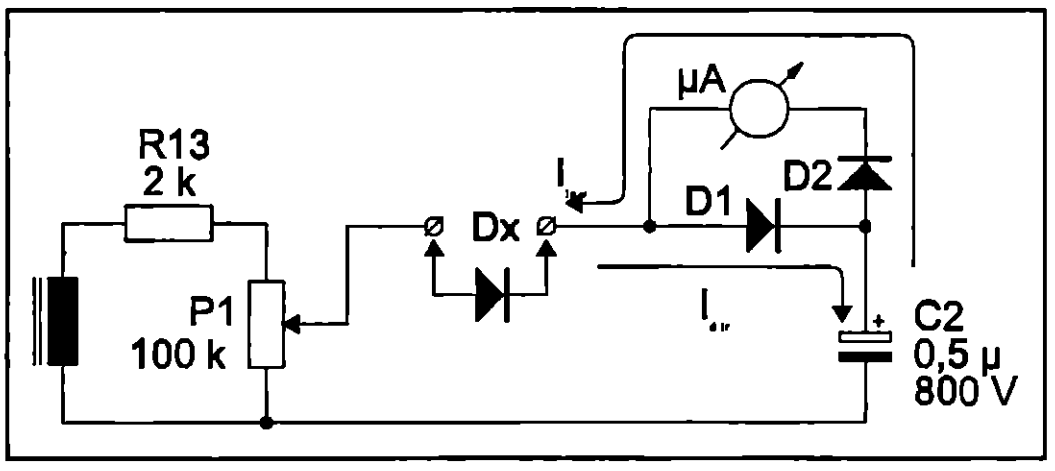


Fig. 8.25

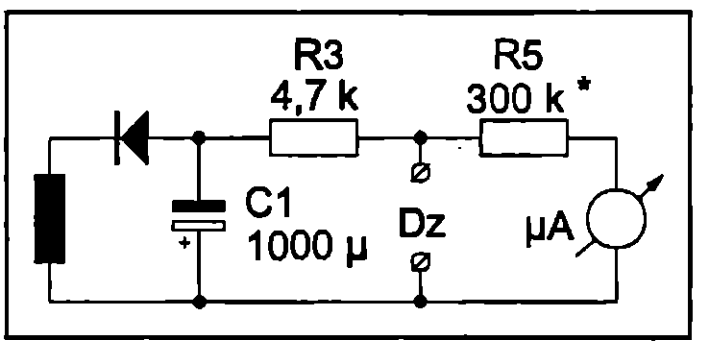


Fig. 8.26

Compresor de dinamică

Montajul din figura 8.27 este foarte util în comunicații, redări și înregistrări pe bandă.

Se folosește un microfon electret al cărui semnal electric este amplificat de un tranzistor BC109. Compresia propriu-zisă se efectuează la nivelul amplificatorul operațional 741, prin intermediul grupului de diode 1N4148.

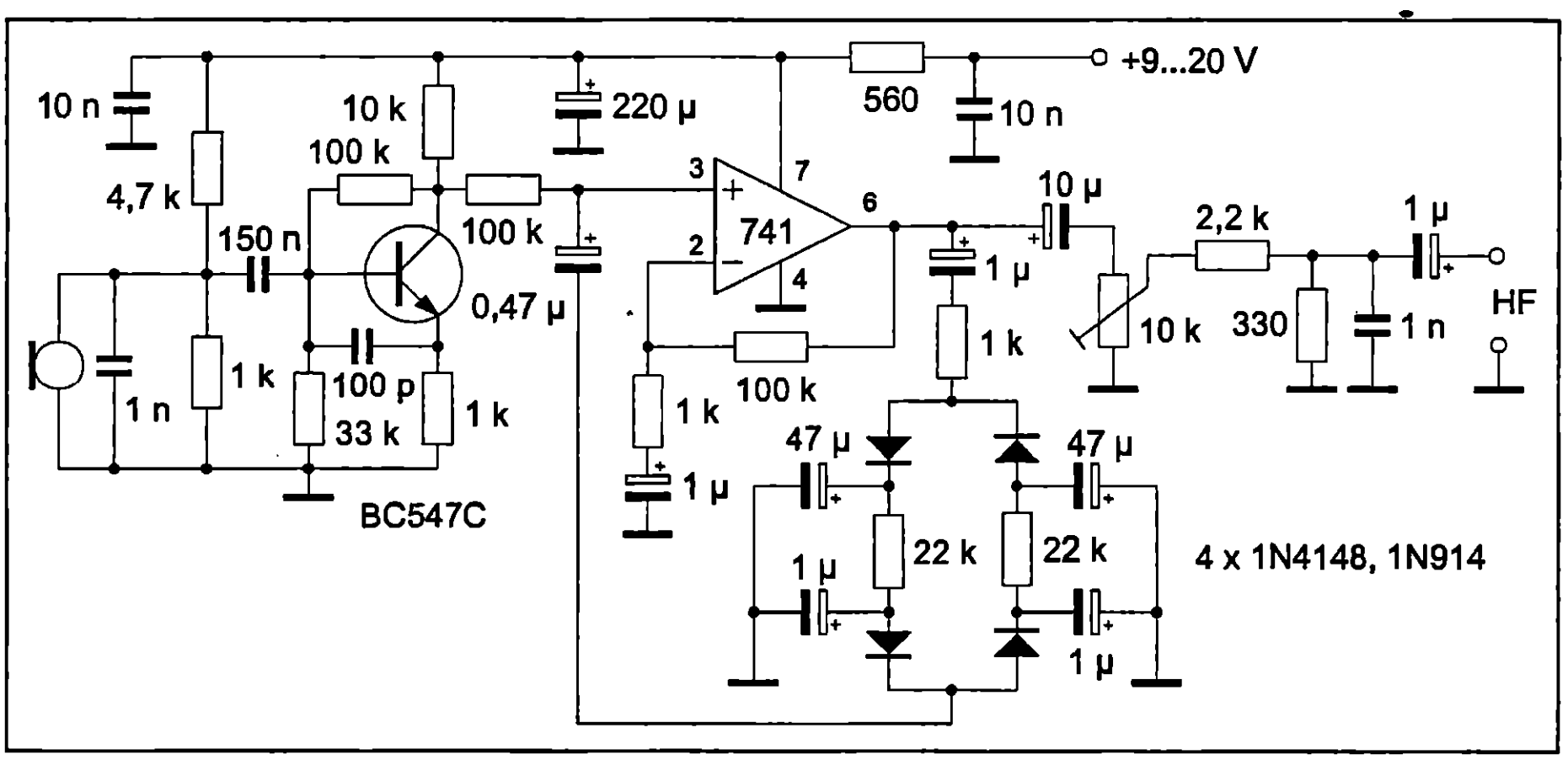


Fig. 8.27

Cuprins

Capitolul I CIRCUITE DE INTRARE RF 6
Amplificator de antenă VHF 6
Amplificator de antenă US 7
Preselector-amplificator VHF 7
Convertor VHF/US 9
Convertor VHF/10,7 MHz 12
Convertor 18/28 MHz 13
Convertor VHF/UHF 14

Capitolul II GENERATOARE DE SEMNAL 16
VFO 16
VCO în buclă PLL 18
VFO 20
VFX 21
VCO 23
Sintetizor de frecvențe 24
Generator DSB 27
Generator programabil de semnale Morse 28

Capitolul III RECEPTOARE 32
Receptor pentru 160 m 32
Receptor CB 32
Receptor CB superreacție 34
Receptor pe 432 MHz 34
Receptor CW-SSB pe 10 m 36
Receptor cu intrare cascadă 40
Receptor cu zgomot propriu foarte redus 45
Receptor de trafic 48
Receptor cu TDA 1046 52
Receptor cu MC3357 54
Receptor cu circuitul MC3362 59
Receptor de trafic cu MC3362 59
Receptor SSB 64

Capitolul IV EMIȚĂTOARE-RECEPTOARE 65
Transceiver SSB-CW 65
Transceiver CW-SSB-FM 71
Transceiver SSB (20 m) 78
Transceiver pe 432 MHz 85
Emițător MF pe 2 m 92
Emițător CB pe 10 m 95
Emițător CB 97
Emițător-receptor CB 98
Emițător-receptor MF 99
Emițător MF cu VXO 102
Emițător MF-QRP 108

Capitolul V AMPLIFICATOARE RF DE PUTERE 109
Amplificator liniar de 50 MHz 109
Amplificator FM-VHF 109
Amplificator VHF „all mode“ 111
Amplificator de 25 W, pentru 2 m 112
Amplificator liniar cu două etaje 114
Amplificatoare liniare de mare putere pentru VHF 116
Amplificator de putere MF 119

Capitolul VI RADIOTELEFOANE ȘI BALIZE 122
Radiotelefon VHF de 30 mW 122
Radiotelefon VHF de 100 mW 124
Radiotelefon UHF 127
Retranslator 145/29 MHz 129
Triplor 144/432 MHz 131
Radiobaliză pe 3,5 MHz 133
Radiobaliză CB 134
Radiobaliză VHF 134

Capitolul VII ALIMENTAREA CU ENERGIE ELECTRICĂ 136
Alimentatoare pentru stații CB 136
Alimentator de 12 V/3 A 138
Alimentator de 12 V/6 A 138
Alimentator de 13,5 V/10 A 140
Alimentator de 13,5 V/15 A 140
Alimentator de 13,5 V/20 A 140
Alimentator de 13,5 V/22 A 141
Alimentator de 13,5 V/24 A 142
Alimentator de 13,5 V/30 A 143
Alimentator în comutație 144

Capitolul VIII ACCESORII 146
Frecvențmetru cu scală numerică 146
Frecvențmetru pentru 144 MHz 151
Formator de semnale 156
Formatoare de semnale TTL 157
Compresor de bandă 158
Generator – două tonuri 159
Tester 159
Punte RF 160
Verificator de cuarțuri 161
Dip-metru 161
Filtru CW 162
Aparat pentru măsurarea parametrilor componentelor 162
Compresor de dinamică 166

- circuite de intrare (amplificatoare de antenă, preselectoare-amplificatoare, convertoare)
- generatoare de semnal (VFO,VCO, VFX, sinteză de frecvență, generator DSB, generator programabil de semnale Morse)
- receptoare
- transceivere şi emițătoare
- amplificatoare de putere
- radiotelefoane
- radiobalize
- circuite de alimentare şi accesorii de măsură
- recomandări de utilizare a tranzistoarelor de putere

Cartea răspunde cerințelor exprimate de un mare număr de radioamatori.

Sunt prezentate schemele de principiu şi elementele constructive pentru o gamă cuprinzătoare de aparatură utilizată în radioamatorism.

Editura **Teora**
TEH MONTAJE PRACTICE RADIO
Cod: 905
Lei 120.000

ISBN 973-601-905-5
9 789736 019050